Andrei P. Silard

Tiristoare cu blocare pe poartă GTO

Seria Electronica Aplicată

Andrei P. Silard

TIRISTOARE CU BLOCARE PE POARTA GTO

Principii de funcţionare
Structuri. Aplicaţii

EDITURA TEHNICĂ
Bucureşti – 1990

PREFAȚA

În cursul celor patru decenii care au trecut de la realizarea practică a primului tranzistor bipolar (1947), gama dispozitivelor semiconductoare discrete s-a diversificat continuu, atingînd treptat un nivel înalt de maturitate tehnologică și funcțională. Dispozitivele semiconductoare de putere (diode, tranzistoare bipolare și unipolare, tipurile variate de tiristoare, configurațiile bazate pe integrarea funcțională bipolar-MOS) *constituie în prezent componente vitale ale electronicii de putere și de larg consum, fiind intens utilizate în sistemele complexe de automatizare, robotizare și în cele energetice. Metamorfozele succesive în domeniul dispozitivelor electronice de putere, comparabile ca spectaculozitate cu cele din microelectronică, sînt mai puțin cunoscute chiar de specialiști, a căror atenție a fost permanent captată de mutațiile din aria circuitelor integrate.*

Dezvoltarea accelerată a sistemelor electronice de putere, bazate pe dispozitive semiconductoare, a devenit posibilă la începutul anilor cincizeci, odată cu tranziția de material : *de la germaniu la* **siliciu.** *În acea perioadă au apărut primele tranzistoare bipolare și redresoare (diode) din siliciu, capabile de a opera la nivele sporite de curenți și tensiuni. O schimbare radicală de optică în domeniul electronicii de putere s-a produs după 1956, anul apariției dispozitivelor cu structura internă* pnpn, *denumite* „tiristoare". Ca *urmare a proceselor continue de rafinare tehnologică și conceptuală, tiristoarele au devenit treptat singurele dispozitive electronice de putere capabile de a opera fiabil la tensiuni înalte* ($\geqslant 2\,000$ V) *și densități elevate de curenți în direct* ($\geqslant 300$ A/cm^2). *De la capabilități inițiale în putere de ordinul sutelor de wați, tiristoarele au depășit la începutul anilor șaptezeci limita de 1 megawatt. La nivel comercial există în prezent tiristoare, realizate pe plachete de siliciu cu diametrul de 3* inch ($\simeq 77$ mm), *capabile de a bloca tensiuni aplicate de* $\simeq 6\,500$ V *și de a controla curenți în direct de* $\simeq 2\,000$ A. *Etapele principale ale rafinării conceptuale, tehnologice și de material, precum și fenomenul de diversificare a familiei tiristoarelor, sînt reflectate în două cărți dedicate acestui subiect*[1,2], *care constituie și în prezent lucrări de referință în literatura mondială de specialitate.*

Diodele, tranzistoarele bipolare (inclusiv configurațiile Darlington*) și tiristoarele au format coloana vertebrală a electronicii de putere pînă la începutul anilor șaptezeci. Numitorul comun al acestor dispozitive îl constituie caracterul lor* bipolar : *conducția curentului în direct este asigurată de purtători de ambele polarități (electroni și goluri). Spre deosebire de diode, care posedă doar două terminale* (anod *și* catod), *tranzistoarele bipolare și tiristoarele sînt dispozitive electronice* active *cu trei terminale. Tranziția curentului prin cele două terminale principale* (colector-emitor *la tranzistoare,* anod-catod *în cazul tiristoarelor) este controlată cu ajutorul semnalelor aplicate pe cel de al treilea electrod* (bază/poartă). *În absența comenzii pe electrodul de control, tranzistoarele și tiristoarele*

---

[1] *F. E. Gentry, F. W. Gutzwiller, N. Holonyak, Jr., E. E. Von Zastrow,* **Semiconductor Controlled Rectifiers,** Prentice-Hall, Englewood Cliffs., N. J., 1964.
[2] *S. K. Ghandhi,* **Semiconductor Power Devices,** J. Wiley, New York, 1977.

bilitatea de blocare a tensiunii în direct de ~ 6 kV. Aceste nivele de putere, inaccesibile celor mai performante tranzistoare Darlington *de putere (800 V/200 A), sînt comparabile cu limitele maxime atinse de tiristoarele convenționale. Avantajul esențial al dispozitivelor* GTO *față de tiristoarele convenționale : controlul pe poartă al amorsării și al blocării, se materializează în simplificarea marcantă și reducerea costului circuitelor electronice de comandă. Ameliorarea performanțelor sistemelor electronice de putere, operînd în gama 100 kW...10 MW, este în prezent indisolubil legată de utilizarea dispozitivelor* GTO. *Penetrarea tiristoarelor* GTO *în aplicațiile electronice profesionale și de larg consum (receptoare* T.V., *aparatură de uz casnic, etc.), este datorată în principal versatilității și fiabilității ridicate a acestor dispozitive, în special în regimuri de suprasolicitare în curent și/sau tensiune.*

În pofida ponderii importante cîștigate în sistemele electronice de putere, a interesului stîrnit în cercul larg al specialiștilor, tiristoarele GTO *sînt abordate extrem de succint în volumele dedicate dispozitivelor de putere, care apar relativ sporadic în literatură. Cartea de față este singura existentă în prezent în literatura de specialitate din țară și străinătate consacrată exclusiv principiilor fizice de funcționare, structurilor principale, circuitelor de comandă și aplicațiilor tiristoarelor* GTO. *Elaborarea ei este rodul experienței acumulate de autor în activitatea sa de peste două decenii în domeniul analizei, proiectării, realizării și utilizării dispozitivelor de putere. În ultimii șapte ani, această activitate s-a focalizat asupra realizării tiristoarelor* GTO *performante de medie și mare putere bazate pe conceptul original de* „dublă interdigitare" (**TIL** = *Two interdigitation levels*)[3]. *Într-un timp scurt, tiristorul* GTO *cu două nivele de interdigitare* (TIL GTO) *s-a impus în fața altor variante constructive grație simplității sale tehnologice și a performanțelor electrice superioare. Unicitatea și meritele acestui concept au fost evidențiate într-o recentă lucrare despre tiristoare*[4], *care a selectat dispozitivul* TIL GTO *pentru ilustrația sa de copertă.*

Lucrarea de față este astfel concepută și structurată, încît să-și croiască drum spre o audiență cît mai largă, contribuind astfel la satisfacerea interesului real existent în țara noastră pentru dispozitivele electronice moderne. Abordarea tematicii se efectuează într-o succesiune logică : de la principii elementare de funcționare (Capitolul 1) și fenomene fizice fundamentale (Capitolul 2) la probleme specifice de realizare (Capitolul 3) și structuri de concepție avansată (Capitolul 4). Circuitele de comandă pe poartă, tratate în Capitolul 6 împreună cu aplicațiile tiristoarelor GTO, *sînt descrise de la scheme principiale simple pînă la configurații practice. Comparația între performanțele tiristoarelor* GTO *și cele ale altor dispozitive de putere, efectuată în Capitolul 5, are ca termen major de referință* densitatea curentului comutat, *întrucît abilitatea unității de arie a siliciului de a acomoda nivele cît mai ridicate de curenți se traduce prin compactizarea (miniaturizarea) structurii. Capitolul 5 este dedicat aproape în exclusivitate noii revoluții în electronica de putere :* **integrarea funcțională** bipolar-MOS **(BiMOS)**, *care constituie în prezent tendința tehnologică dominantă în domeniul dispozitivelor semiconductoare active. Materialul expus în acest capitol converge spre descrierea tiristorului* GTO *cu poartă* MOS (MOS GTO) *destinat a deveni în viitor dispozitivul capabil de a comuta fiabil valorile cele mai ridicate ale densității de curent cu un consum practic nul de putere pe electrodul de comandă.*

---

[3] *A. Sitard*, „New developments in the area of gate turn-off thyristors", in: (Invited), Proceedings of 4th Brazilian Workshop on Microelectronics", PROMOCET (Campinas Sao Paolo), pp. 371—378, 1983.

[4] *P. D. Taylor*, Thyristor Design and Realization, J. Wiley, New York, 1987.

Fiecare paragraf al cărții de față a fost astfel gîndit (și regîndit), încît efectuează o introducere treptată în subiectul abordat, ceea ce facilitează parcurgerea materialului, chiar pentru cititorul mai puțin avizat. Întregul proces de structurare și elaborare a variantelor acestei lucrări a urmărit ca un spectru extrem de larg și divers de cititori (studenți ai facultăților de profil, ingineri proiectanți/utilizatori sau chiar cei avînd tangență minimală cu domeniul) să găsească secțiuni atractive, arii de afinitate și de interes, noutăți sau explicații clare ale unor concepte/fenomene aparent esoterice, o viziune unitară asupra temei abordate. Pentru a spori atractivitatea cărții și a facilita parcurgerea/utilizarea ei, matematizarea a fost redusă la minimum, fiind apelată doar pentru ilustrarea cantitativă a unor procese fizice. Accentul este pus pe reliefarea fenomenelor esențiale, a conceptelor și detaliilor semnificative, apelînd-se la noțiuni simple, analogii palpabile și/sau condiții simplificatoare, riguros justificate. Obiectivul comprehensibilității nu a însemnat însă efectuarea unei concesii tentației de abordare simplistă, care prevalează adesea în domeniul literaturii tehnice. Bibliografia selectivă pentru fiecare capitol este cea mai reprezentativă : titlurile alese sînt cele care constituie sursa primară/principală sau oferă maximum de informație. Referințele bibliografice citate permit celor interesați aprofundarea individuală a problematicilor concrete în practica efectivă.

Varianta finală a acestei lucrări oglindește experiența activități îndelungate cu studenții și absolvenții, care constituie atît seismografe ale accesibilității materialelor tehnico-științifice, cît și surse ale unor întrebări incitante. Cartea a beneficiat și de experiența acumulată de autor în predarea cursului de „Dispozitive semiconductoare de putere" la Facultatea de Electronică și Telecomunicații a Institutului Politehnic București. Statuarea autonomă a acestui curs este datorată profesorului Mihai Drăgănescu, membru corespondent al Academiei Române, care a urmărit îndeaproape și a încurajat preocupările mele în domeniul dispozitivelor semiconductoare de putere.

Realizările practice ale autorului, prezentate în această carte, au fost obținute pînă în anul 1987 la IPRS Băneasa, *cu sprijinul conducerii întreprinderii și a secției 2300. Implementarea tehnologică a conceptului* TIL GTO *s-a efectuat prin aportul substanțial al fizicianului Florian Țurțudău.*

Proiectul inițial al acestei lucrări s-a bucurat de receptivitatea Editurii Tehnice. Pe parcursul unui an de elaborare a prezentei cărți, am beneficiat de sprijinul, înțelegerea și încurajarea Directorului Editurii și a redactorului de carte. Atmosfera plăcută de conlucrare cu Editura a contribuit la închegarea și finisarea variantei de manuscris predate pentru tipar.

Manuscrisul final a beneficiat de lectura atentă și competentă a colegului meu, Mircea C. Bodea, căruia îi aduc mulțumiri pentru observațiile pertinente și sugestiile utile pe care le-a făcut.

Convingerea mea privind utilitatea acestei cărți pentru publicul cititor a transformat efortul zilnic de concentrare asupra paginilor ei scrise (și nescrise) într-o rațiune de a fi. Preocuparea cu acest proiect a absorbit cvasi-totalitatea timpului disponibil în afara activității mele didactice și științifice cotidiene din ultimul an, împiedicîndu-mă adesea să acord celor ce-mi sînt apropiați atenția, pe care aceștia o merită cu prisosință.

Ianuarie 1989

Andrei P. Sîlard

CUPRINS

PREFAȚĂ 5
Listă de simboluri/notații 13

Capitolul 1. **Teoria elementară a tiristoarelor cu blocare pe poartă. Principii și concepte fundamentale** 17

1.1. Introducere 17
1.2. Considerații generale asupra tiristoarelor 19
1.3. Modalități de blocare a tiristoarelor convenționale 25
1.4. Principii elementare de funcționare ale tiristoarelor *GTO* 29
1.4.1. Definiția și particularitățile tiristorului *GTO* 29
1.4.2. Condiția simplificată de amorsare pe poartă 31
1.4.3. Principiul blocării pe poartă a tiristoarelor *GTO* 34
1.4.4. Componentele timpilor de comutare 36
1.4.5. Fenomene bidimensionale la stingerea pe poartă 39
1.4.6. Parametrii specifici ai tiristoarelor *GTO* 42
1.5. Concepte fizice și tehnologice fundamentale 44
1.5.1. Structura verticală a tiristoarelor 45
1.5.2. Proprietăți/parametrii de material 47
1.5.2.1. Mobilitatea purtătorilor 47
1.5.2.2. Rezistivitatea straturilor semiconductoare 51
1.5.2.3. Temperatura intrinsecă 53
1.5.2.4. Fenomene de dopaj puternic 54
1.5.2.5. Timpul de viață al purtătorilor minoritari 57
1.5.3. Parametrii tehnologici 65
1.5.3.1. Rezistențele pe pătrat și laterală 65
1.5.3.2. Șunturi de emitor 66
1.5.4. Parametrii termici 71
1.5.4.1. Considerații generale 71
1.5.4.2. Rezistența termică 72
1.5.4.3. Impedanța termică 75
Bibliografie selectivă 80

Capitolul 2. **Fenomene fizice în funcționarea tiristoarelor *GTO*** 81

2.1. Considerații generale 81
2.2. Analiza stării de blocare în invers 81
2.3. Analiza stării de blocare în direct 86
2.4. Modalități de amorsare parazită 89
2.4.1. Amorsarea prin efectul creșterii temperaturii 89
2.4.2. Amorsarea prin „*breakover*“ 90
2.4.3. Amorsarea prin „*efectul dV/dt*“ 92
2.4.4. Metode de creștere a capabilității în dV/dt 96
2.5. Analiza fenomenelor la amorsarea pe poartă 98
2.6. Efectul di/dt 103
2.6.1. Esența fenomenului 103
2.6.2. Modalități de îmbunătățire a capabilității în di/dt 106
2.7. Analiza stării de conducție în direct 112
2.8. Analiza regimului de suprasarcină 118

2.9. Analiza fenomenelor dinamice la blocarea pe poartă 124
2.9.1. Dinamica sarcinii 124
2.9.2. Fiabilitatea electrotermică 128
2.10. Modele pentru estimarea cantitativă a timpilor de blocare 131
2.10.1. Estimarea timpilor de stocare 131
2.10.1.1. Model unidimensional 131
2.10.1.2. Model bidimensional 132
2.10.2. Estimarea timpului de cădere 134
Bibliografie selectivă 136

Capitolul 3. **Probleme specifice de realizare ale tiristoarelor *GTO*** 137
3.1. Considerații generale 137
3.2. Corelații fundamentale între parametrii principali ai tiristoarelor *GTO* și parametrii tehnologici ai structurii *pnpn* 138
3.2.1. Controlul curentului anodic maxim I_{TGBM} 138
3.2.2. Controlul cîștigului la blocare G_{off} 141
3.2.2.1. Factorii limitativi ai cîștigului α_{npn} 141
3.2.2.2 Controlul factorului de cîștig α_{pnp} 142
3.3. Tehnologia de bază pentru realizarea structurii *pnpn* 143
3.3.1. Substratul de siliciu 143
3.3.2. Realizarea joncțiunilor difuzate ale structurii *pnpn* 144
3.3.2.1. Aspecte generale 144
3.3.2.2. Difuziile de tip *p* 147
3.3.2.3. Difuziile de tip *n* 149
3.3.3. Fotogravura 150
3.3.3.1. Oxidarea 150
3.3.3.2. Fotolitografia 153
3.3.3.3. Aplicații concrete 154
3.3.3.4. Joncțiuni *planare* și joncțiuni *mesa* 155
3.3.3.5. Delimitarea zonelor de metalizare 156
3.3.3.6. Redistribuirea impurităților la interfața Si-SiO_2 156
3.3.4. Straturi epitaxiale 156
3.3.5. Proiectarea și realizarea șunturilor de emitor 158
3.3.6. Porți amplificatoare integrate: analiză și proiectare 160
3.4. Controlul timpului de viață 166
3.4.1. Considerații generale 166
3.4.2. Getterizarea 167
3.4.3. Reducerea timpului de viață 168
3.4.3.1. Aspecte generale 168
3.4.3.2. Tehnici de difuzie 169
3.4.3.3. Tehnici nucleare 172
3.4.3.4. Estimarea comparativă a eficienței metodelor 175
3.5. Asigurarea tensiunilor înalte de blocare 176
3.5.1. Considerații generale 178
3.5.2. Fenomene de avalanșă 178
3.5.3. Aproximații analitice ale tensiunilor de străpungere 181
3.5.3.1. Electrostatica joncțiunilor abrupte 181
3.5.3.2. Limitarea extinderii zonei de cîmp *(dioda cu pătrundere)* . . . 183
3.5.3.3. Electrostatica joncțiunilor liniar-gradate 185
3.5.4. Terminații ale joncțiunilor 187
3.5.4.1. Conturarea mecanică a suprafețelor laterale 188
3.5.4.2. Terminații pentru joncțiuni planare 194
3.5.4.3. Contururi corodate 202
3.5.4.4. Extinderea terminației joncțiunii 203
3.5.4.5. Comparație a terminațiilor 204
3.5.5. Pasivarea suprafețelor 205
3.6. Contactarea și încapsularea 206
Bibliografie selectivă 208

Capitolul 4. **Variante de tiristoare cu blocare pe poartă *(GTO)*** 211
4.1. Variante de tiristoare *GTO* convenționale 211
4.1.1. Optimizarea geometriei orizontale 211
4.1.2. Optimizarea geometriei verticale 213
4.1.2.1. Problematica fiabilității electrotermice și a accelerării procesului de blocare 213
4.1.2.2. Problematica extragerii nestingherite a curentului din baza p_2 . . . 215
4.2. Tiristoare *GTO* de concepție avansată 216
4.2.1. Considerații generale 216
4.2.2. Tiristoare *GTO* asimetrice 217
4.2.3. Tiristoare *GTO* cu conducție în invers 220
4.2.4. Tiristoare *GTO* cu poartă îngropată 223
4.3. Tiristoare *GTO* cu două nivele de interdigitare (*TIL GTO*) 223
4.3.1. Considerații generale 223
4.3.2. Structura tiristoarelor *TIL GTO* 224
4.3.3. Principii de funcționare 226
4.3.4. Particularități ale procesului de conducție în direct 229
4.3.5. Detalii ale procesului de blocare pe poartă 232
4.3.6. Relații și considerații fundamentale de proiectare 234
4.3.7. Tiristoare *TIL GTO* de medie putere 237
4.3.8. Tiristoare *TIL GTO* de mare putere 241
4.3.9. Aplicații și dezvoltări ale conceptului *TIL* 246
4.4. Tendințe actuale 247
Bibliografie selectivă 250

Capitolul 5. **Tiristoare cu blocarea controlată de poartă** 253
5.1. Considerații generale 253
5.2. Tiristoare cu blocarea asistată de poartă 254
5.3. Tiristoare cu inducție statică (Tiristoare controlate de cîmp) 261
5.3.1. Principii de funcționare 261
5.3.2. Caracteristici și parametrii de bază 264
5.3.3. Tipuri de structuri și performanțe 268
5.4. Tiristoare cu blocarea controlată de structuri *MOS* integrate 273
5.4.1. Considerații generale 273
5.4.2. Tiristoare cu poartă *MOS* 280
5.4.3. Tranzistoare bipolare cu poartă izolată 282
5.4.4. Tiristoare *GTO* cu poartă *MOS* 291
5.4.5. Tiristoare controlate de șunturi *MOS* 294
5.5. Tiristoarele *GTO* în sistemul dispozitivelor semiconductoare de putere active: prezent și perspective 297
Bibliografie selectivă 302

Capitolul 6. **Circuite de comandă pe poartă și aplicații ale tiristoarelor *GTO*** 304
6.1. Considerații generale 304
6.2. Clasificarea circuitelor de comandă 305
6.3. Circuite de comandă cu cuplaj direct 307
6.3.1. Concepte și configurații de bază 307
6.3.2. Circuite practice 314
6.4. Circuite cu cuplaj prin transformator 320
6.4.1. Concepte și configurații de bază 320
6.4.2. Circuite practice 322
6.5. Circuite auxiliare pentru accelerarea blocării 326
6.6. Aplicații specifice tiristoarelor *GTO* 327
6.6.1. Considerații generale 327
6.6.2. Contactoare statice 329
6.6.3. Choppere (modulatoare de putere) 330
6.6.4. Invertoare 333

6.6.5. Choppere de curent alternativ 334
6.6.6. Comanda motoarelor de curent continuu 334
6.6.7. Comanda motoarelor de curent alternativ 335
6.6.8. Surse de putere în comutație 337
6.6.9. Alte aplicații 337
6.7. Probleme specifice de utilizare 337
6.7.1. Eficiența comenzii pe poartă 337
6.7.2. Protecția tiristoarelor *GTO* 340
6.7.3. Aria de funcționare în siguranță 342
6.7.4. Limitări fundamentale în frecvență și putere 343
6.7.5. Conectarea în serie și paralel 346
Bibliografie selectivă 346

Anexa 1. Parametrii principali ai unor tiristoare *GTO* comerciale de medie putere . . . 348

Anexa 2. Parametrii principali ai unor tiristoare *GTO* comerciale de mare putere 349

Anexa 3. Parametrii importanți ai siliciului și bioxidului de siliciu la T = 300 K . . 350

Anexa 4. Constante fizice 350

Rezumatul cuprinsului în limba engleză 351
Rezumatul cuprinsului în limba franceză 353
Rezumatul cuprinsului în limba rusă 355
Rezumatul cuprinsului în limba germană 357

Index 359

Listă de simboluri/notații

a	gradientul liniar de impurități (cm^{-4})
A	aria, suprafața (cm^2)
b	raportul mobilităților (μ_n/μ_p)
C	capacitatea (F)
C_{J2}	capacitatea de barieră a joncțiunii centrale (J_2) într-un tiristor (F)
C_G	capacitatea porții *MOS* (F)
C_{ox}	capacitatea stratului de oxid dintr-o structură *MOS* (F)
C_n	rata de captură a electronilor (cm^3/s)
C_p	rata de captură a golurilor (cm^3/s)
C_{An}	constanta recombinării Auger în siliciul n (cm^6/s)
C_{Ap}	constanta recombinării Auger în siliciul p (cm^6/s)
C_S	capacitorul din rețeaua de protecție „*snubber*“ (F)
c_{th}	capacitatea termică de volum ($J/°C \cdot cm^3$)
C_{th}	capacitatea termică (J/°C)
d	grosimea (cm)
D	coeficientul de difuzie (cm^2/s)
D_a	coeficientul de difuzie ambipolară (cm^2/s)
D_n	coeficientul de difuzie al electronilor (cm^2/s)
D_p	coeficientul de difuzie al golurilor (cm^2/s)
$\mathbf{E}$	cîmpul electric (V/cm)
E_c	nivelul energetic la marginea benzii de conducție (eV)
E_F	nivelul Fermi (eV)
E_G	lățimea benzii interzise a semiconductorului (eV)
ΔE_G	îngustarea benzii interzise a semiconductorului (eV)
E_i	nivelul Fermi intrinsec (eV)
E_t	nivelul energetic al centrului de recombinare-generare (eV)
E_v	nivelul energetic la marginea benzii de valență (eV)
G_{on}	cîștigul în curent la amorsarea unui tiristor (i_T/I_{GFM})
G_{off}	cîștigul în curent la blocarea unui tiristor *GTO* (i_T/I_{GRM})
h	nivelul de injecție normalizat ($\Delta n/n_0$; $\Delta p/p_0$)
I_A	curentul anodic în regim staționar (A)
I_{B1}	curentul de bază al tranzistorului *pnp* din structura *pnpn* (A)
I_{B2}	curentul de bază al tranzistorului *npn* din structura *pnpn* (A)
I_{C1}	curentul de colector al tranzistorului *pnp* din structura *pnpn* (A)
I_{C2}	curentul de colector al tranzistorului *npn* din structura *pnpn* (A)
I_{CBO}	curentul invers de saturație al joncțiunii colector-bază (A)
I_{CO}	curentul invers de saturație al joncțiunii centrale (J_2) într-un tiristor (A)
I_D	curentul rezidual al unui tiristor blocat în direct (A)
I_{dis}	curentul de deplasare (A)
I_{E1}	curentul de emitor al tranzistorului *pnp* din structura *pnpn* (A)
I_{E2}	curentul de emitor al tranzistorului *npn* din structura *pnpn* (A)
I_F	curentul prin dispozitiv în starea de conducție directă (A)
i_G, I_G	curentul de poartă (A)
i_{GF}	valoarea instantanee a curentului de poartă la amorsarea tiristorului (A)
I_{GFM}	amplitudinea curentului de poartă la amorsarea tiristorului (A)
i_{GR}	valoarea instantanee a curentului de poartă la blocarea tiristorului (A)
I_{GRM}	amplitudinea curentului de poartă la blocarea tiristorului (A)
I_{GT}	curentul continuu minim de amorsare pe poartă (A)
I_H	curentul de menținere (A)
I_K	curentul de catod (A)
I_L	curentul de acroșaj (A)

I_m amplitudinea semnalului sinusoidal de curent (A)
I_o curentul invers de saturație al unei joncțiuni *pn* (A)
I_S curentul prin șunturile de emitor ale unei joncțiuni *pn* (A)
i_T valoarea instantanee a curentului anodic (A)
I_T curentul continuu în starea de conducție (A)
I_R curentul rezidual al unui tiristor blocat în invers (A)
j densitatea de curent (A/cm²)
$j_R(r)$ densitatea curentului radial (A/cm²)
$j(x)$ densitatea liniară a curentului (A/cm²)
j_{cr} densitatea curentului critic (A/cm²)
j_{de} densitatea curentului de deplasare (A/cm²)
j_n densitatea curentului de electroni (A/cm²)
j_o densitatea curentului parazit/rezidual la joncțiunea J_2 (A/cm²)
j_p densitatea curentului de goluri (A/cm²)
j_T densitatea instantanee a curentului anodic (A/cm²)
j_T, J_T densitatea curentului prin dispozitiv în conducție directă (A/cm²)
J_1 joncțiunea de anod (emitorul p_1 — baza n_1)
J_2 joncțiunea centrală (baza n_1 — baza p_2)
J_3 joncțiunea de catod (baza p_2 — emitorul n_2)
k constanta lui Boltzmann ($1{,}381 \cdot 10^{-23}$ J/K)
K conductivitatea termică (W/K·cm sau W/°C·cm)
K' factorul de defecte la radiații
l lungimea (cm)
L lungimea canalului în tranzistoare *MOS* (μm)
L_a lungimea de difuzie ambipolară (cm)
L_n lungimea de difuzie a electronilor într-un semiconductor de tip *p* (cm)
L_p lungimea de difuzie a golurilor într-un semiconductor de tip *n* (cm)
m masă (kg sau g)
M factorul de multiplicare al purtătorilor
n concentrația electronilor (cm^{-3})
n_i concentrația intrinsecă (cm^{-3})
n_{ie} concentrația intrinsecă efectivă (cm^{-3})
n_o concentrația de electroni la echilibru (cm^{-3})
N_B, C_B concentrația de impurități din substrat (cm^{-3})
N_t concentrația centrilor de recombinare (cm^{-3})
p concentrația golurilor (cm^{-3})
p_0 concentrația de goluri la echilibru (cm^{-3})
P_D puterea disipată (W)
P_{on} puterea disipată la amorsare (W)
P_{off} puterea disipată la blocare (W)
P_o puterea disipată în conducție directă (W)
q sarcina electronului ($1{,}6 \cdot 1^{9}0^{-1}$C)
Q sarcina electrică (C)
Q_p sarcina electrică a golurilor în baza n_1 (C)
r_j raza de curbură a joncțiunii difuzate (μm)
r_e rezistența ohmică a unui șunt de emitor (Ω)
R_B rezistența ohmică a bazei unui tranzistor bipolar (Ω)
$R_\square$ rezistența pe pătrat a unui strat semiconductor (Ω/□)
$R_{\square P}$ rezistența pe pătrat a bazei p_2 (Ω/□)
$R_{\square N}$ rezistența pe pătrat a bazei n_1 (Ω/□)
R_{p2} rezistența laterală a bazei p_2 (Ω)
R_S rezistența șunturilor de emitor (Ω)
R_{th} rezistența termică (°C/W)
t_d timpul de întîrziere (μs)
t_r timpul de creștere (μs)
t_{n1} timpul de tranzit prin difuzie a bazei n_1 (μs)
t_{p2} timpul de tranzit prin difuzie a bazei p_2 (μs)
t_{on} timpul de amorsare (μs)
t_{off} timpul de blocare (μs)
$t_f(t_{r_e})$ timpul de cădere (μs)

$t_s(t_{dc})$ timpul de stocare (μs)
t_t timpul de revenire (μs)
t_q timpul de blocare al unui tiristor convențional (μs)
T temperatura (K sau °C)
v_{th} viteza termică a purtătorilor (cm/s)
v_s viteza de răspîndire a conducției (cm/s)
V_{AK} tensiunea dintre anod și catod (V)
V_{bi} potențialul intern al unei joncțiuni *pn* (V)
$V_{BR(J1)}$ tensiunea de străpungere în avalanșă a joncțiunii J_1 (V)
$V_{BR(J2)}$ tensiunea de străpungere în avalanșă a joncțiunii J_2 (V)
$V_{BR(J3)}$ tensiunea de străpungere în avalanșă a joncțiunii J_3 (V)
V_D tensiunea pe tiristor în starea de blocare în direct (V)
V_{GK} tensiunea dintre poartă și catod (V)
V_{GFM} tensiunea directă maximă de poartă (V)
V_{GRM} tensiunea inversă maximă de poartă (V)
V_{GT} tensiunea minimă de amorsare pe poartă (V)
V_{FB} valoarea finală a tensiunii de blocare în direct (V)
V_{GS} tensiunea între poartă și sursă (V)
V_{DS} tensiunea între drenă și sursă (V)
V_{J1} căderea de tensiune pe joncțiunea J_1 (V)
V_{J2} căderea de tensiune pe joncțiunea J_2 (V)
V_{J3} căderea de tensiune pe joncțiunea J_3 (V)
V_{FBO} tensiunea de amorsare prin „*breakover*“ (V)
V_F, V_{TM} căderea de tensiune în conducție directă (V)
V_P tensiunea de prag a unei joncțiuni *pn* (V)
V_{PO} tensiunea de închidere a canalului (V)
V_{PT} tensiunea de străpungere prin pătrundere (V)
V_R tensiunea aplicată în invers (V)
V_T tensiunea de prag a unui tranzistor *MOS* (V)
V_{DRM} tensiunea de vîrf repetitivă în starea de blocare în direct (V)
V_{RRM} tensiunea de vîrf repetitivă în starea de blocare în invers (V)
V_{DSM} tensiunea de vîrf nerepetitivă în starea de blocare (V)
W grosimea efectivă a unui strat semiconductor (cm)
W_n grosimea stratului semiconductor de tip *n* (cm)
W_{n1} grosimea bazei n_1 (cm)
W_p grosimea stratului semiconductor de tip *p* (cm)
W_{p2} grosimea bazei P_2 (cm)
W_{ss} grosimea stratului de sarcină spațială (cm)
$W_{ss}^n(t)$ grosimea instantanee a stratului de sarcină spațială în stratul semiconductor *n* (cm)
$W_{ss}^p(t)$ grosimea instantanee a zonei de sarcină spațială în stratul semiconductor de tip *p* (cm)
W_{pp} extinderea zonei golite la străpungerea în avalanșă a unei joncțiuni *pn* plan-paralele (cm)
x direcția lineică curentă (cm)
X_{ox} grosimea stratului de oxid într-o structură *MOS* (μm)
α_{ef} factorul efectiv de cîștig în curent
α_{npn} factorul de cîștig static (în curent continuu) al unui tranzistor *npn* în conexiunea „*bază comună*“
α_{pnp} factorul de cîștig static (în curent continuu) al unui tranzistor *pnp* în conexiunea „*bază comună*“
$\tilde{\alpha}_{npn}$ factorul de cîștig la semnal mic al unui tranzistor *npn* în conexiunea „*bază comună*“
$\tilde{\alpha}_{pnp}$ factorul de cîștig la semnal mic al unui tranzistor *pnp* în conexiunea „*bază comună*“
α_T factorul de transport în baza unui tranzistor
γ eficiența de injecție a emitorului
γ_{J1} eficiența de injecție a emitorului joncțiunii J_1
γ_{J2} eficiența de injecție a emitorului joncțiunii J_3
ε_0 permitivitatea dielectrică a vidului ($8{,}854 \cdot 10^{-14}$ F/cm)
ε_s permitivitatea dielectrică a siliciului (11,7)
θ unghiul de conturare a suprafeței laterale
μ_n mobilitatea electronilor ($cm^2/V \cdot s$)
μ_p mobilitatea golurilor ($cm^2/V \cdot s$)

ρ rezistivitatea (Ωcm)
ρ_{p_2} rezistivitatea stratului p_2 (Ω·cm)
σ_n secțiunea de captură a electronilor (cm²)
σ_p secțiunea de captură a golurilor (cm²)
τ constanta de timp (s)
τ_a timpul de viață ambipolar (s)
τ_e timpul efectiv de viață (s)
τ_{n2} timpul de viață al purtătorilor minoritari la nivel mare de injecție (s)
τ_{n1} timpul de viață al purtătorilor minoritari la nivel mic de injecție (s)
τ_n timpul de viață al electronilor într-un semiconductor de tip p (s)
τ_p timpul de viață al golurilor într-un semiconductor de tip n (s)
τ_{sc} timpul de viață al purtătorilor în zona de sarcină spațială (s)
τ_t constanta de timp termică (s)
Φ doza de radiații (cm⁻²)

Expresii/simboluri în limba engleză consacrate în literatura de specialitate

℄ („Center Line") — Linia mediană (axa de simetrie) a dispozitivului

Breakover — Fenomenul de amorsare a unui tiristor fără semnal de poartă, datorat aplicării unei tensiuni pozitive pe anod (față de catod), avînd o valoare egală cu tensiunea de străpungere în avalanșă a dispozitivului.

Grid — Strat semiconductor atașat terminalului de comandă (poartă grilă), împreună cu care efectuează controlul funcționării dispozitivului.

Latch-up (Agățare, acroșaj) — Pierderea controlului exercitat de terminalul de comandă (poartă grilă sau bază) asupra funcționării dispozitivului aflat în conducție directă.

1.

TEORIA ELEMENTARĂ A TIRISTOARELOR CU BLOCARE PE POARTĂ. PRINCIPII ȘI CONCEPTE FUNDAMENTALE

1.1. INTRODUCERE

Tiristorul cu blocare pe poartă (**GTO** = ***Gate Turn-Off Thyristor***) este un dispozitiv semiconductor de putere activ cu trei terminale (*Anod* **A**, *catod* **K**, *poartă* **G**), utilizat în calitate de comutator electronic (figura 1.1.). Distinația funcțională a unui asemenea dispozitiv activ de comutație este de a asigura controlul riguros al nivelului de curent (putere) în circuitul de sarcină al sistemelor electronice de forță. Acest control este exercitat prin intermediul semnalelor de comandă, aplicate pe terminalul de intrare al dispozitivului de comutație (bază/*poartă*).

Utilizarea tiristorului *GTO* în calitate de comutator electronic de putere este ilustrată în figura 1.2. comparativ cu rolul similar îndeplinit de un tran-

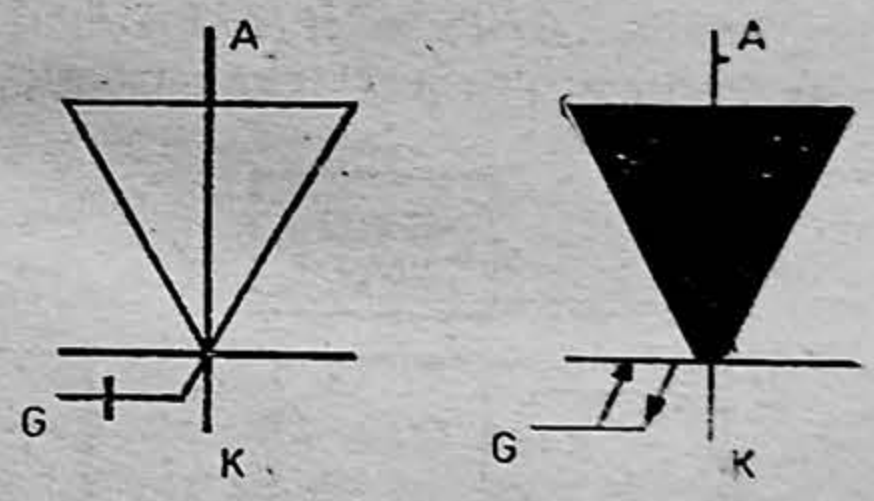


Fig. 1.1. Simbolurile de circuit ale tiristorului cu blocare pe poartă (*GTO*).

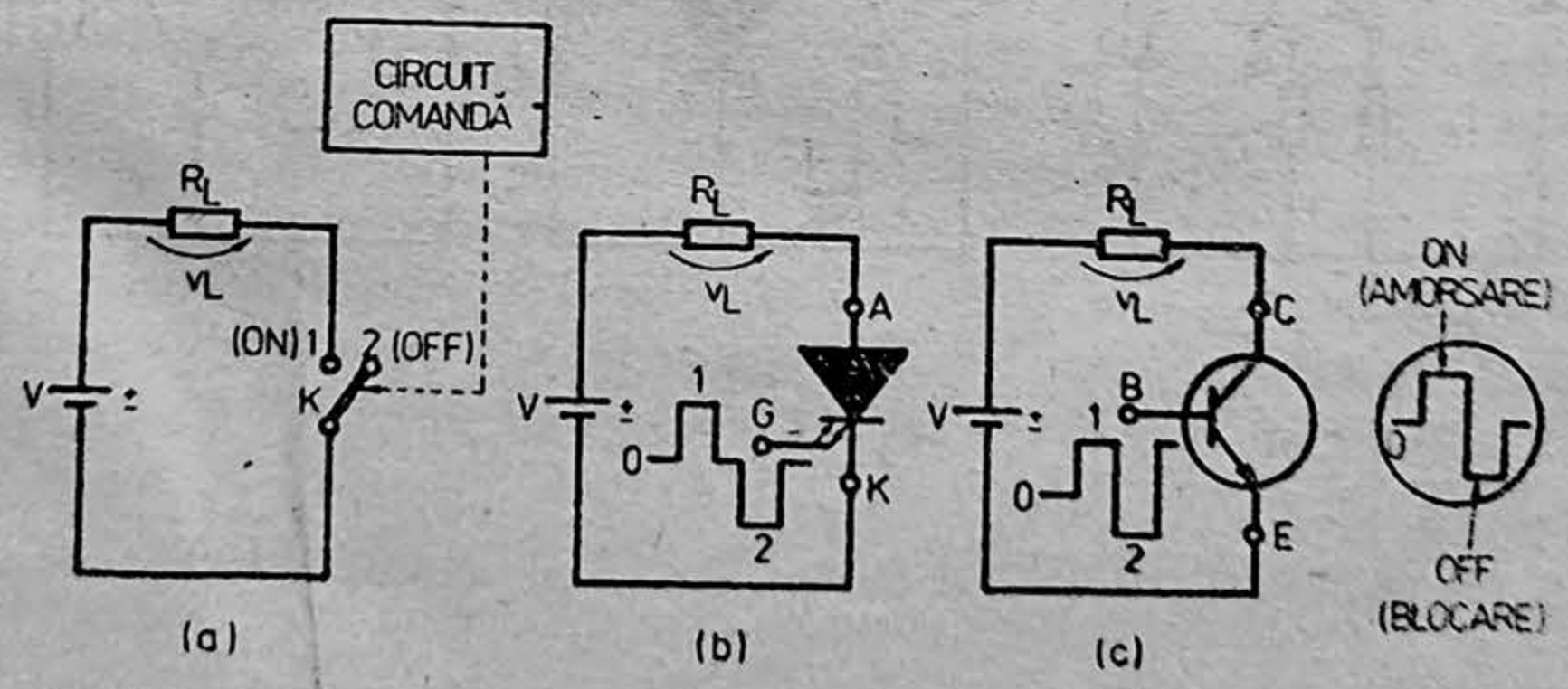


Fig. 1.2. Funcția de comutator electronic „*serie*" (*a*), îndeplinită de către un tiristor *GTO* (*b*) și de un tranzistor *npn* (*c*).

zistor bipolar *npn*. Închiderea comutatorului K este echivalentă cu intrarea în *conducție directă* (stare *ON*) a celor două dispozitive semiconductoare. În starea de conducție directă, tiristorul *GTO* și tranzistorul *npn* prezintă impedanțe proprii de circuit de valori extrem de reduse ($R_{ON} \to 0$). Ca urmare, valorile curenților din circuitele examinate sînt determinate practic doar de tensiunea de intrare V și rezistorul de sarcină R_L ($\geqslant R_{ON}$). Deschiderea comutatorului K este echivalentă cu tranziția dispozitivelor semiconductoare în *starea de blocare în direct* („*OFF*"). Impedanțele proprii de circuit extrem de ridicate, prezentate de ambele dispozitive în starea *OFF* ($R_{OFF} \to \infty$), determină întreruperea alimentării în curent (putere) a sarcinii R_L. Se observă — prin analogie cu tranzistorul bipolar *npn* — că tiristorul *GTO* este *amorsat* (*deschis*) și *blocat* (*închis*) cu semnale *pozitive*, respectiv *negative** aplicate pe terminalul de comandă (bază B pentru tranzistor, poartă G pentru tiristor, vezi figura 1.2.).

În configurația 1.2. dispozitivul de comutație se află plasat în serie cu sarcina R_L. Varianta „paralel" a acestei aplicații este ilustrată în figura 1.3., în care elementele de comutație (tiristorul *GTO*, respectiv tranzistorul bipolar) sînt conectate în derivație (paralel) cu sursa V și rezistorul de sarcină R_L. Închiderea comutatorului K este echivalentă cu amorsarea dispozitivelor semiconductoare („*ON*"). În acest caz, curentul furnizat de generatorul V este șuntat aproape integral de dispozitivele semiconductoare care, aflate în starea de conducție directă („*ON*"), prezintă rezistențe proprii de circuit extrem de reduse ($R_{ON} \ll R_L$). Ca urmare, curentul în sarcina R_L este nul. Deschiderea comutatorului K este echivalentă cu stingerea (blocarea sau dezamorsarea)** celor două dispozitive semiconductoare. Întrucît în starea de blocare directă („*OFF*") comutatoarele electronice prezintă rezistențe proprii înalte ($R_{OFF} \gg R_L$), întregul curent disponibil în circuitele examinate este furnizat în acest caz sarcinii R_L.

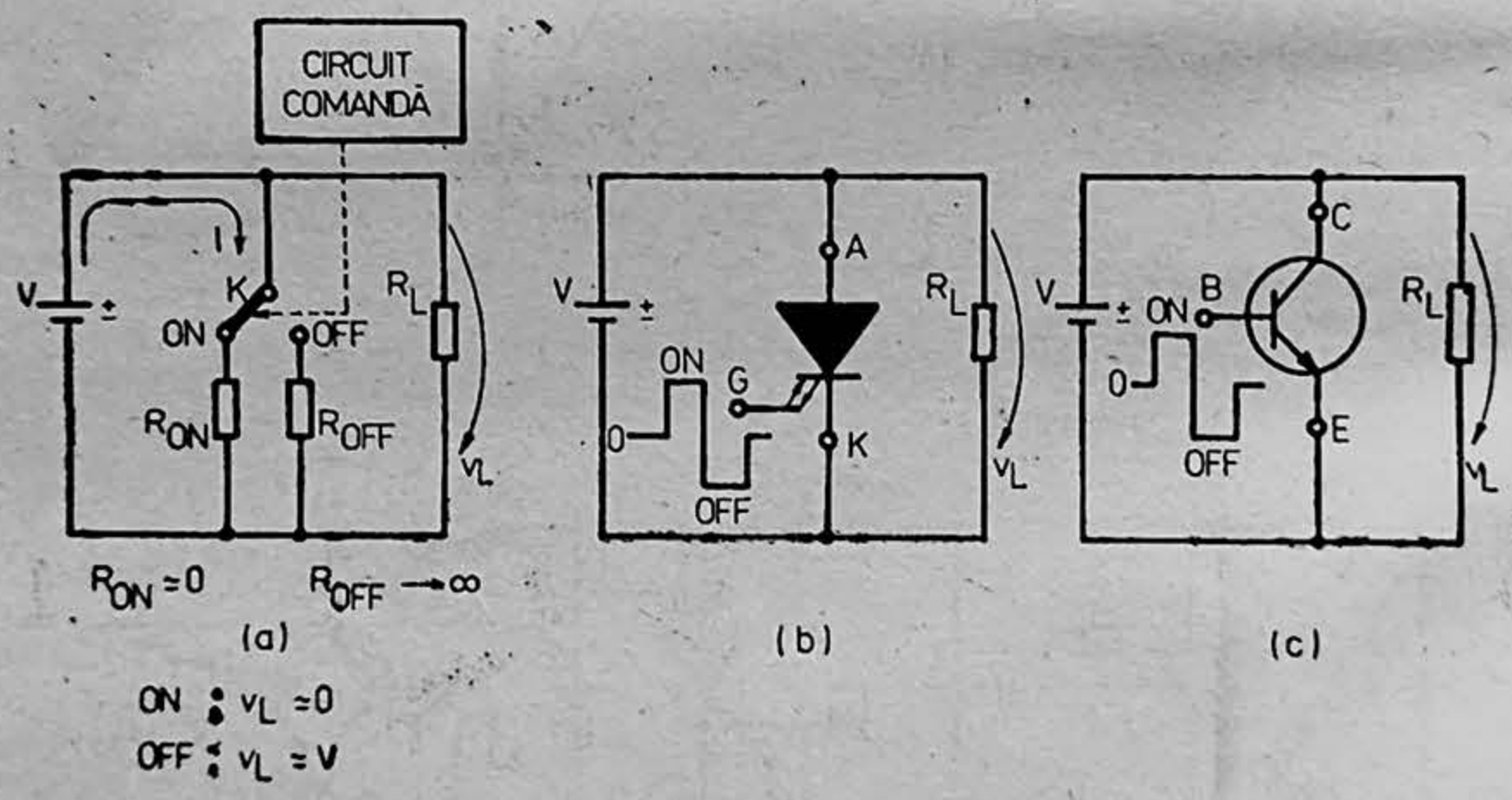


Fig. 1.3. Tiristorul *GTO* (*b*) și tranzistorul bipolar *npn* (*c*) îndeplinind funcția de comutator electronic „*paralel*" (*a*).

---

* Tensiunile aplicate pe terminalul de poartă/bază au ca referință potențialul catodului, respectiv al emitorului. Prin convenție, sensul curentului de amorsare, injectat prin terminalul de comandă în structura dispozitivelor, este pozitiv. Curentul negativ (de stingere) este extras din dispozitiv via terminalul de control.

** Termeni echivalenți.

În ambele aplicații tipice discutate, tensiunea aplicată între terminalele principale de curent ale dispozitivelor (anod A-catod K, colector C — emitor E), este pozitivă (figurile 1.2. și 1.3.). Semnalele de control aplicate pe terminalul de control al dispozitivelor (bază/poartă) determină tranziția periodică a elementelor de comutație din starea de conducție în direct („*ON*“) în cea de blocare („*OFF*“) și invers. Ca urmare, tensiunea continuă de la intrare (V) este transformată într-o succesiune de impulsuri rectangulare, furnizate în sarcina R_L (vezi și figura 6.38.). Această aplicație, tipică pentru dispozitivele electronice de comutație, poartă denumirea de „*modulator*“ („*chopper*“). Se remarcă faptul că modulatorul „toacă“ forma de undă de la intrare [1].

Un dispozitiv electronic de comutație *ideal* este caracterizat prin :

a) Rezistență proprie nulă în starea de conducție directă ($R_{ON} \to 0$) ;

b) Rezistență proprie practic infinită în starea de blocare ($R_{OFF} \to \infty$) ;

c) Sensibilitate ridicată la semnalele de comandă, ceea ce implică valori practic nule ale puterii consumate pe terminalul de control (bază/poartă) în procesele de comutare din starea „*ON*“ în cea de „*OFF*“ și invers ;

d) Imunitate la acțiunea semnalelor parazite (de zgomot) ;

e) Capacitatea de a comuta fiabil densități ridicate ale curentului de sarcină, ceea ce se traduce prin reducerea ariei active de siliciu (adică prin compactizarea dispozitivului) ;

f) Timpi de comutare *ON/OFF* și *OFF/ON* extrem de reduși, ceea ce are ca efect extinderea frecvenței maxime de lucru ;

g) Fiabilitate electrotermică ridicată ;

h) Capabilitatea de a bloca tensiuni de valori cît mai înalte.

Apariția și dezvoltarea dispozitivelor electronice, alternative trazistorului bipolar, a fost dictată tocmai de necesitatea înmănuncherii într-o singură structură a cerințelor (a) — (h). Dispozitivele semiconductoare de putere active utilizate în prezent : tranzistoarele bipolare și unipolare (*TEC-J* și *TEC-MOS*), tiristoarele de diferite tipuri, configurațiile *bi*polar-*MOS* (*BiMOS*), corespund — în măsură diferită — doar cîtorva din exigențele (a) — (h). Îmbunătățirea uneia dintre caracteristicile (a) — (h) — pentru orice clasă de componente electronice — conduce inerent la degradarea altor parametri ai dispozitivelor respective [1] — [8]. Diferențierile introduse de criteriile (a) — (h) au condus treptat la specializarea și optimizarea claselor de dispozitive existente pentru scopuri funcționale precise. La nivele de putere, caracterizate prin tensiuni de blocare de peste 2 000 V și densități ale curentului în direct de $\geqslant 100$ A/cm², singurele dispozitive active de comutație care pot fi utilizate fiabil în prezent sînt cele cu structura internă pnpn (vezi Capitolul 5).

1.2. CONSIDERAȚII GENERALE ASUPRA TIRISTOARELOR

Denumirea generică de „**tiristor**“ este atribuită unei clase diversificate de dispozitive semiconductoare de putere, avînd ca trăsături comune similaritățile structurale interne și forma caracteristicii statice *curent* I — *tensiune* V (vezi figura 1.6).

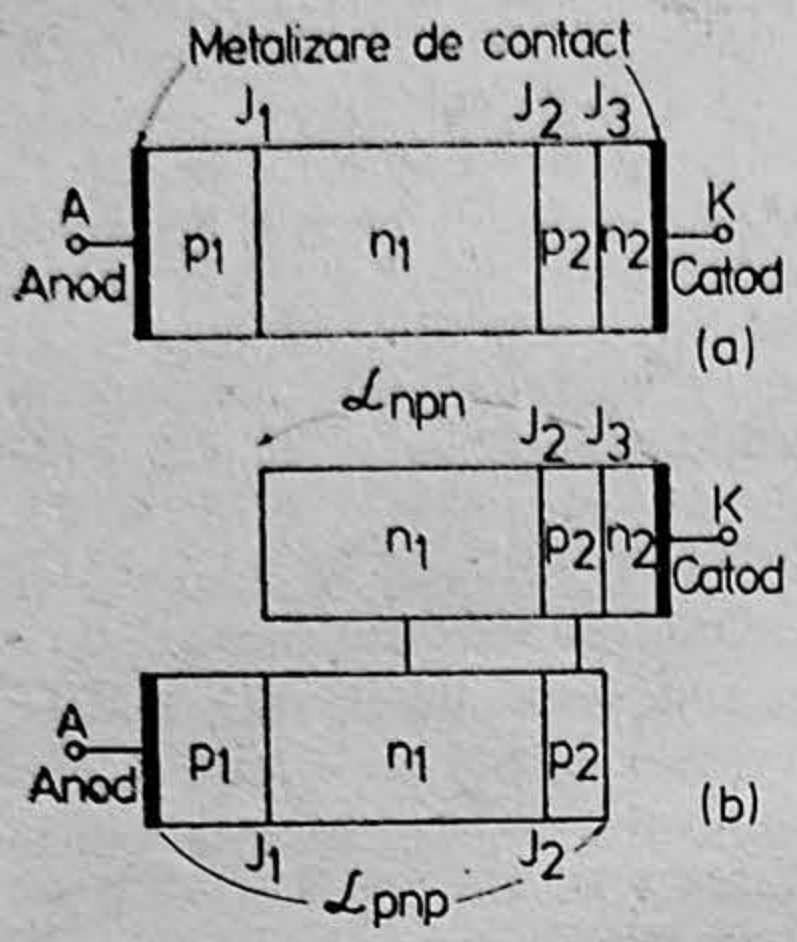


Fig. 1.4. (*a*) Structura de bază *pnpn* a dispozitivelor din familia tiristoarelor, avînd două straturi semiconductoare de tip *p* şi două de tip *n*, alternate între ele, trei joncţiuni (J_1, J_2, J_3) şi două terminale de contact (*dioda Shockley*): (*b*) Echivalarea structurii *pnpn* cu două tranzistoare bipolare complementare (*pnp*, respectiv *npn*).

Structura de bază a familiei de tiristoare (figura 1.4.) este constituită din două straturi semiconductoare de tip *p* şi două straturi de tip *n*, alternate între ele (p_1, n_1, p_2, n_2), care delimitează trei joncţiuni *pn* (J_1, J_2 şi J_3). Terminalul extern conectat la stratul p_1 se numeşte „*anod*“ (**A**), iar electrodul de contact al stratului n_2 este terminalul de „*catod*“ (**K**). Structura de bază ($p_1n_1p_2n_2$) cu două terminale de contact (anod *A* şi catod *K*) poartă denumirea de „**diodă Shockley**“. Schema echivalentă simplificată a structurii *pnpn*, utilizată frecvent în modele unidimensionale de prim ordin, este formată din două tranzistoare bipolare complementare: $p_1n_1p_2$ şi $n_1p_2n_2$ (figura 1.4.*b*.). Stratul de anod p_1 constituie emitorul tranzistorului $p_1n_1p_2$, iar stratul de catod n_2 este emitorul tranzistorului $n_2p_2n_1$. Tranzistoarele *pnp* şi *npn*, componente ale structurii *pnpn*, se caracterizează prin factorii de cîştig în curent α_{pnp}, respectiv α_{npn}, ale căror valori sînt dictate în principal de parametrii bazelor n_1 şi p_2.

Majoritatea dispozitivelor aparţinînd familiei de „*tiristoare*“ sînt derivate ale structurii *pnpn* din figura 1.4.a. Cel mai cunoscut şi răspîndit dispozitiv din această familie, denumit în continuare „**tiristor convenţional**“ (figura 1.5.*a*), posedă un electrod suplimentar conectat la stratul (*baza*) p_2, denumit „*poartă*“ (**G** = *gate*). Acest electrod de comandă este utilizat pentru amorsarea controlată a tiristoarelor prin intermediul semnalelor pozitive aplicate între terminalele *G* şi *K*. În cazul general (figura 1.5.*b*.), atît stratul (baza) n_1, cît şi stratul (baza) p_2, pot fi accesibile din exterior via electrodul de comandă aferent. Într-un dispozitiv *pnpn* cu patru terminale, electrodul G_1 se numeşte „*poartă de catod*“, iar G_2 — „*poartă de anod*“.

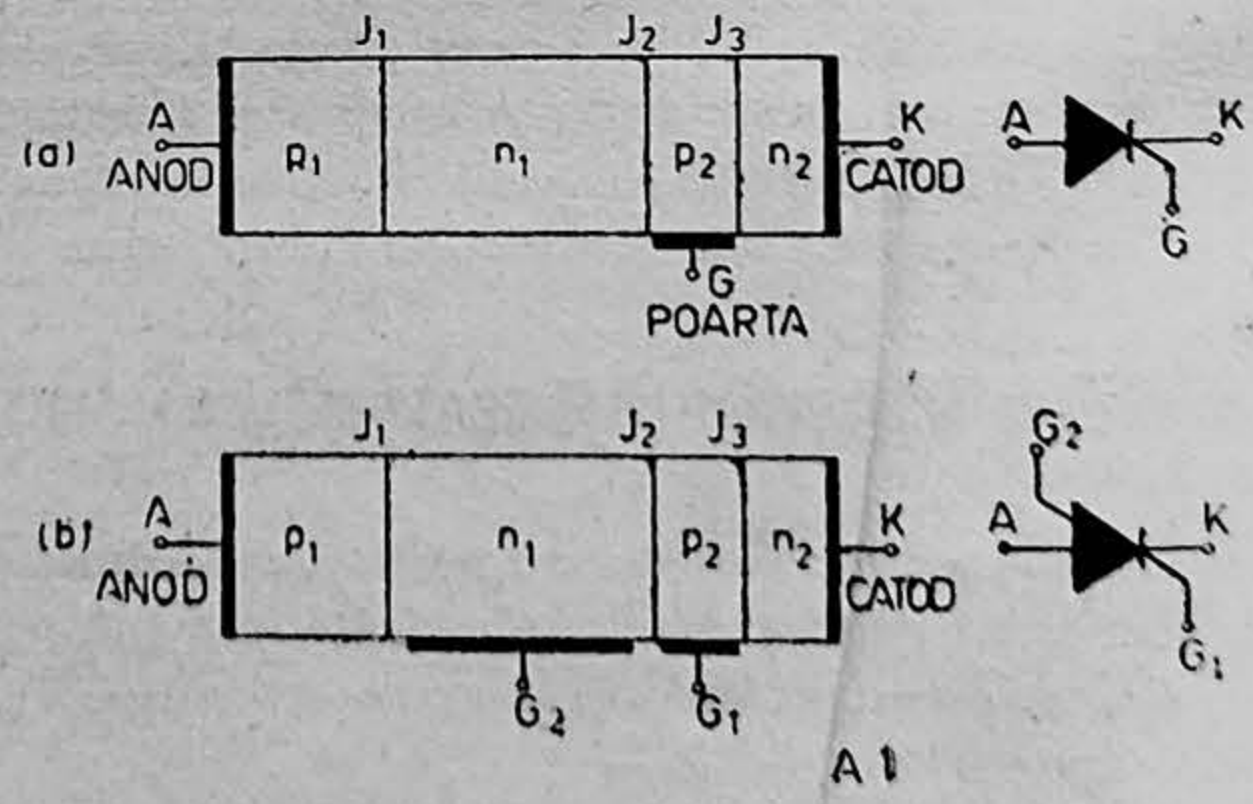


Fig. 1.5. (*a*) Structura şi simbolul unui tiristor convenţional cu contact de poartă (*G*) ataşat bazei p_2: (*b*) Configuraţia şi simbolul unui tiristor cu terminale de contact ataşate fiecărui strat semiconductor.

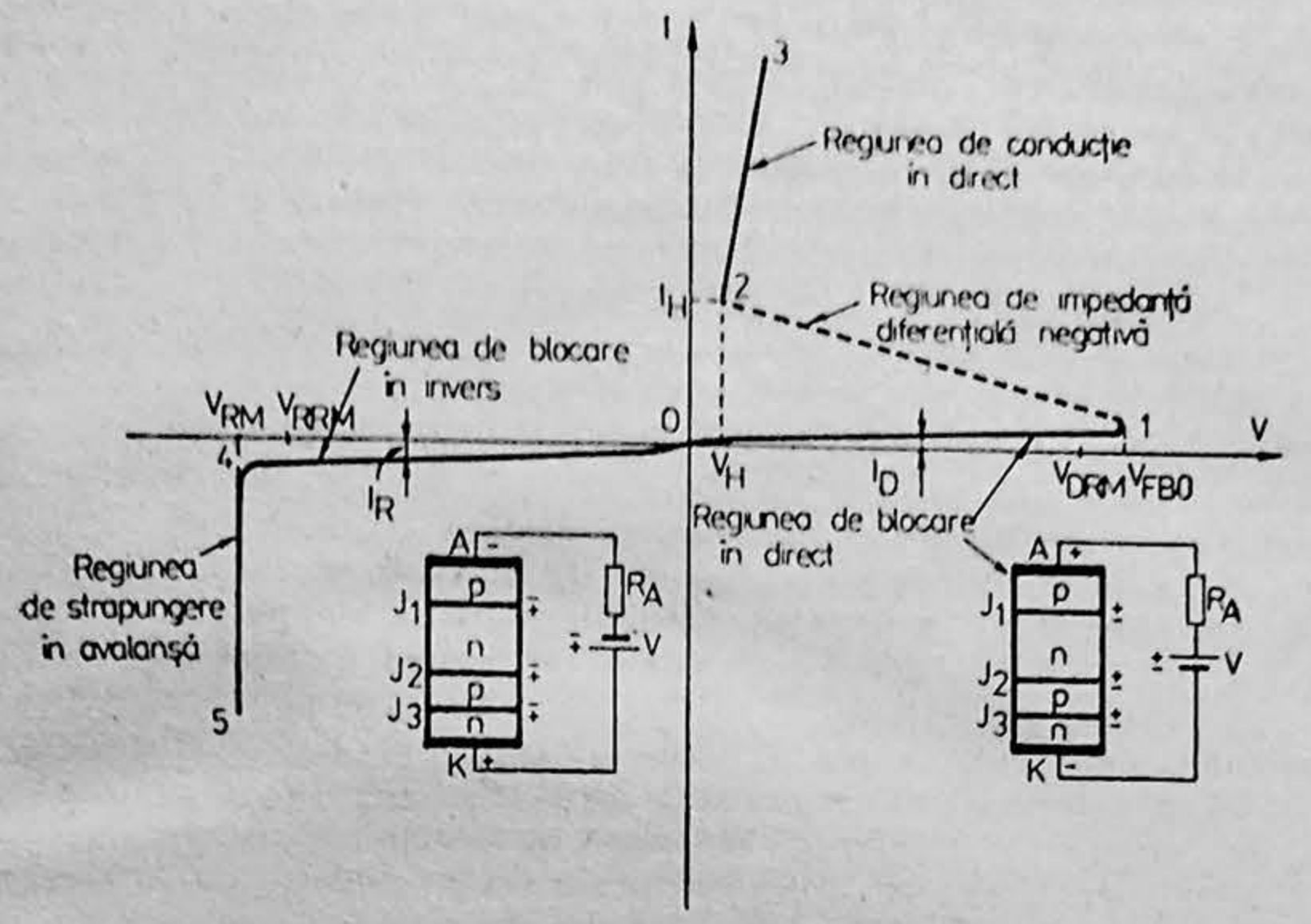


Fig. 1.6. Caracteristica statică *curent* (*I*) — *tensiune* (*V*) a unui dispozitiv semiconductor cu structura *pnpn* la polarizarea sa în direct și în invers.

Dispozitivele cu structura *pnpn* sînt realizate în prezent din **siliciu** (*Si*). Straturile *p* și *n* sînt obținute prin doparea siliciului cu impurități acceptoare, respectiv donoare (vezi §.1.5.1. și §.3.3.).

Caracteristica statică **I—V** (*curent-tensiune*) a structurii *pnpn* (cu sau fără electrozi de poartă) are forma tipică din figura 1.6. La polarizarea în direct a structurii *pnpn* (prin convenție: „+" pe anod și „—" pe catod), comportamentul dispozitivului este reflectat de caracteristica **I—V** din cadranul I. Această porțiune a caracteristicii **I—V** are forma literei **S**, tipică pentru dispozitivele care prezintă o regiune de funcționare cu *rezistență diferențială negativă* ($dV/dI < 0$) [1] — [10].

Pe porțiunea 0—1 a caracteristicii **I—V**, dispozitivul blochează tensiunea aplicată, prezentînd o rezistență de circuit de valoare mare. În această stare, denumită de *„blocare în direct"* („*Forward OFF-State*" sau „*Forward Blocking State*"), structura *pnpn* este străbătută de curentul rezidual I_D, avînd o valoare extrem de redusă (vezi §.2.3.). Regiunea 0—1 din figura 1.6. este similară caracteristicii **I—V** a unei diode redresoare, polarizate în invers (figura 1.7.). Dacă tensiunea pozitivă aplicată pe anod egalează valoarea ten-

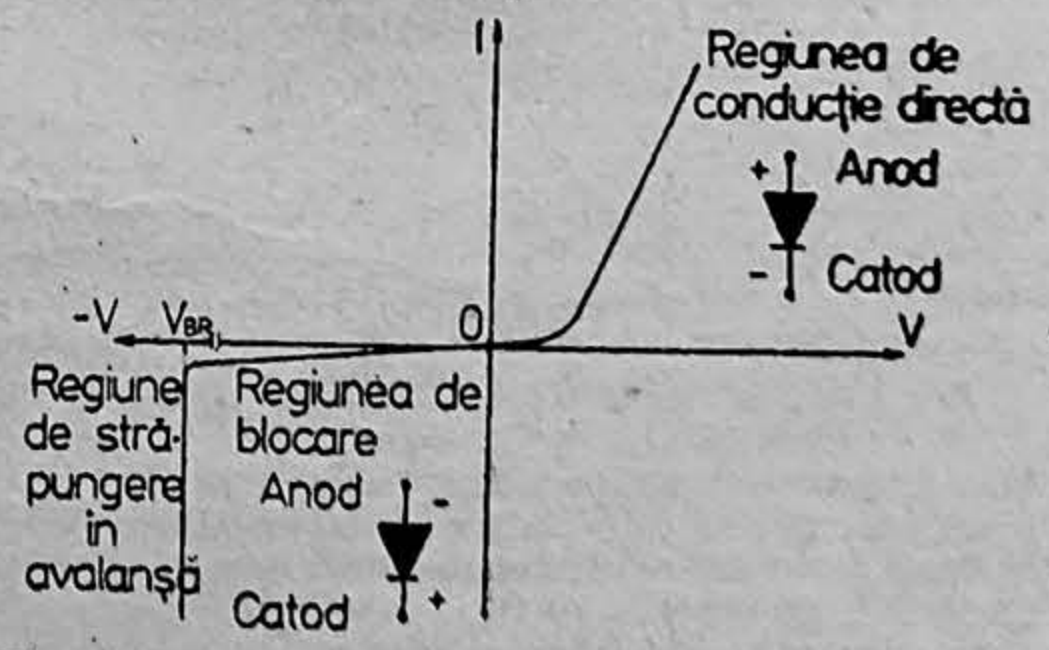


Fig. 1.7. Caracteristica statică *curent* (*I*) — *tensiune* (*V*) a unei diode redresoare (p^+n sau n^+p) la polarizarea acesteia în direct și în invers.

siunii de străpungere în direct V_{FBO} („*Forward Break-Over Voltage*"), multiplicarea în avalanșă a purtătorilor din structura *pnpn* (vezi §.2.1.2. și §.3.5.2.) declanșează procesul regenerativ de tranziție a dispozitivului din starea de blocare în direct („*OFF*") în starea de conducție directă („*ON-State*" sau „*Forward Conduction*"). Ca urmare a procesului regenerativ menționat, punctul de funcționare al dispozitivului tranzitează rapid prin regiunea 1—2 de rezistență diferențială negativă ($dV/dI < 0$), stabilindu-se apoi în zona 2—3 a caracteristicii I—V, corespunzătoare conducției în direct („*ON*").

Curentul anodic prin dispozitiv în starea „*ON*" este limitat doar de valoarea rezistorului extern R_A. Pe porțiunea 2—3 a caracteristicii **I—V**, dispozitivele *pnpn* au un comportament similar celui al unei diode redresoare, aflate în conducție directă (vezi figurile 1.6. și 1.7.). La densități uzuale ale curentului în direct pentru dispozitivele de putere cu structura *pnpn* (~ 100 A/cm²), căderea de tensiune între anod și catod este de $V_{TM} = 1...2$ V (figura 1.8.). Densitatea tipică a curentului anodic ($j_T \sim 100$ A/cm²) corespunde, de regulă, curentului mediu în starea de conducție directă $I_{T(AV)}$, adică valorii medii a curentului în starea „*ON*" pe o perioadă completă de funcționare („*Average ON-state current*").

Pentru menținerea tiristoarelor în conducție directă („*ON*") este necesar să se asigure un curent anodic prin structura *pnpn* de valoare superioară parametrului de catalog denumit „*curentul de menținere*" I_H („*holding current*"). În acest scop, dreapta de sarcină, determinată de valoarea rezistorului extern R_A, trebuie să intersecteze ramura de conducție în direct a caracteristicii **I—V** deasupra punctului de coordonată I_H (figura 1.9.). În cazul plasării incorecte a dreptei de sarcină, dispozitivul nu poate fi menținut în starea de conducție și revine automat în starea de blocare în direct („*OFF*").

Caracteristica **I—V** a dispozitivelor *pnpn* blocate în invers („+" pe catod, „—" pe anod, figura 1.6.) reflectă un comportament identic cu cel al diodelor redresoare, polarizate în invers (vezi figura 1.7.). În starea de „*blocare în invers*" („*Reverse OFF-State*" sau „*Reverse Blocking State*"), un tiristor este străbătut de la catod la anod de curentul rezidual (invers) I_R.

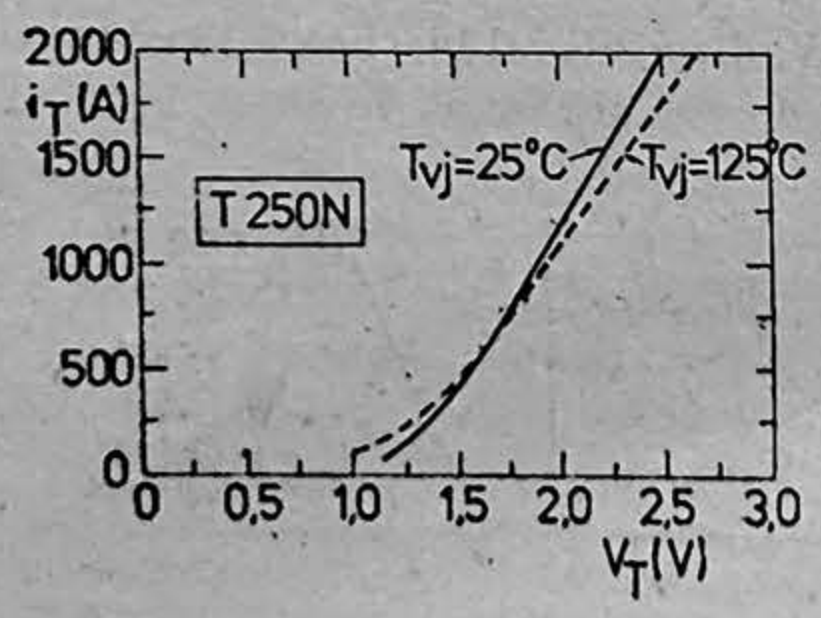


Fig. 1.8. Caracteristicile *curent-tensiune* în conducție directă ale tiristorului *T250N* la două valori tipice ale temperaturii joncțiunii T_j. Densitatea curentului în direct prin dispozitiv la valoarea nominală a acestuia ($I_{T(AV)} = 250$ A) este de aproximativ $\simeq 100$ A/cm².

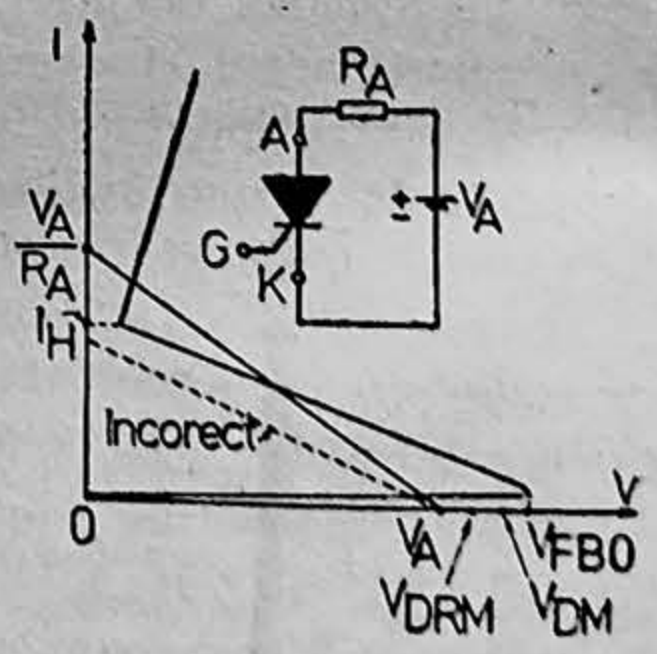


Fig. 1.9. Ilustrarea modalității de plasare corectă a dreptei de sarcină pe caracteristica *I—V* a unui dispozitiv cu structura *pnpn* în vederea asigurării menținerii acestuia în starea de conducție în direct.

avînd o valoare redusă (vezi porțiunea 0—4 din figura 1.6.). Rezistența de circuit R_{OFF} prezentată de structura *pnpn* (raportul dintre tensiunea inversă aplicată V_R și curentul rezidual I_R) are o valoare foarte mare (de ordinul MΩ). Atunci cînd tensiunea inversă aplicată pe un dispozitiv *pnpn* atinge valoarea tensiunii sale maxime de blocare în invers (V_{RM}), curentul rezidual prin dispozitiv crește foarte rapid (vezi §.2.3.). Creșterea pronunțată a curentului I_R — în condițiile aplicării tensiunilor inverse de valori mari ($\simeq V_{RM}$) — determină disipări mari de putere, conducînd în final la distrugerea tiristoarelor. Zona 4—5 a caracteristicii **I—V** poartă denumirea de *„regiunea de străpungere (avalanșă) în invers"* (*"Reverse Breakdown/Avalanche Region"*).

Tensiunile maxime de blocare în invers nerepetitivă V_{RM} și repetitivă V_{RRM} ($V_{RRM} < V_{RM}$) sînt specificate de fabricant la 25°C și/sau la 125°C pentru un anumit nivel al curentului rezidual I_{RM} (figura 1.6).

Amorsarea dispozitivelor *pnpn* prin aplicarea în direct a tensiunilor $V_{AR} = V_{FBO}$ (figura 1.6.) este caracteristică pentru dioda *Shockley* (figura 1.4. a.). În cazul tiristoarelor (figura 1.5. a.), avînd un terminal de comandă (poartă *G*), amorsarea prin *„breakover"* constituie o modalitate de aprindere parazită și poate determina distrugerea dispozitivelor (vezi §.2.4.2.). În consecință, nu se recomandă operarea tiristoarelor la tensiuni de blocare în direct în jurul valorii V_{FBO} (figura 1.6.).

Tensiunile maxime de blocare în direct nerepetitivă (V_{DM}) și repetitivă (V_{DRM}), care se pot aplica pe dispozitiv (figurile 1.6 și 1.9). sînt specificate de fabricant pentru un anumit nivel al curentului rezidual I_{DM} ($V_{DRM} < V_{DM} < V_{FBO}$).

Tensiunile maxime de blocare în direct și invers sînt specificate, de regulă, la temperatura joncțiunii (structurii *pnpn*) de $T_{vj} = 125°C$.

Amorsarea tiristoarelor se efectuează prin aplicarea pe poartă a semnalelor pozitive de comandă (față de catod). Semnalul aplicat pe poartă poate fi : *a) analogic* (semnul continuu, semialternanța pozitivă a unui semnal sinusoidal) ; *b) discret* sau *discontinuu* (impulsuri). Atacul circuitului de poartă poate fi efectuat în *curent* sau *tensiune*. Aplicarea pe poartă a semnalelor de amplitudine crescîndă permite amorsarea tiristoarelor la valori din ce în ce mai reduse ale tensiunii de blocare în direct V_D. Această proprietate a tiristoarelor este ilustrată calitativ în figura 1.10. pentru cîteva valori ale curentului I_{GF}. Familia caracteristicilor de ieșire (**I—V**) indică proporționalitatea inversă între valoarea curentului de comandă pe porată (I_{GF}) și tensiunea de blocare în direct (V_D), la care sînt operate tiristoarele (figura 1.10).

Valorile minime ale curentului continuu (I_{GT}) și tensiunii continue (V_{GT}), care asigură amorsarea pe poartă a tiristoarelor, se determină la tensiunea minimă anod-catod ($V_{AK} = V_D = 12$ V, vezi figura 1.11). În aceste condiții, se obțin valorile maxime ale parametrilor I_{GT} și V_{GT} la temperatura constantă a joncțiunii T_{vj}. Valorile tipice ale curentului I_{GT} sînt de ordinul sutelor de miliamperi, iar ale tensiunii V_{GT} — de 0,7 *V*...1,0 *V* la

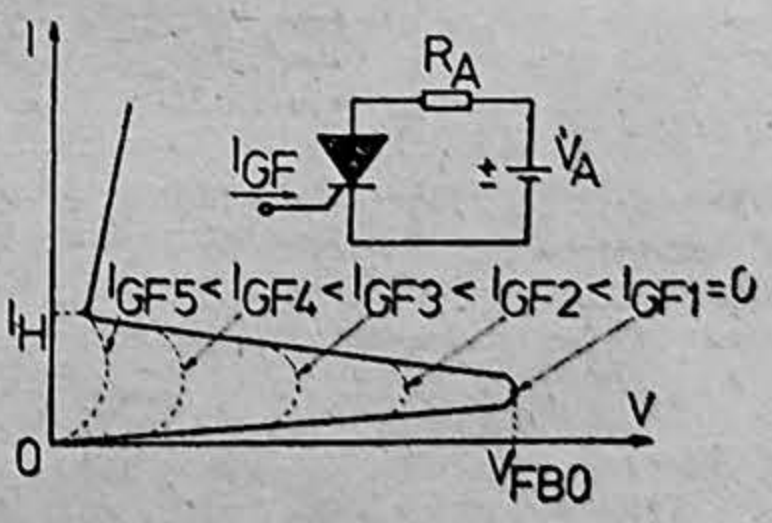


Fig. 1.10. Caracteristica statică *curent* (*I*) — *tensiune* (*V*) a unui tiristor convențional polarizat în direct pentru cîteva valori ale curentului pozitiv I_{GF} aplicat pe poarta dispozitivului în vederea amorsării sale.

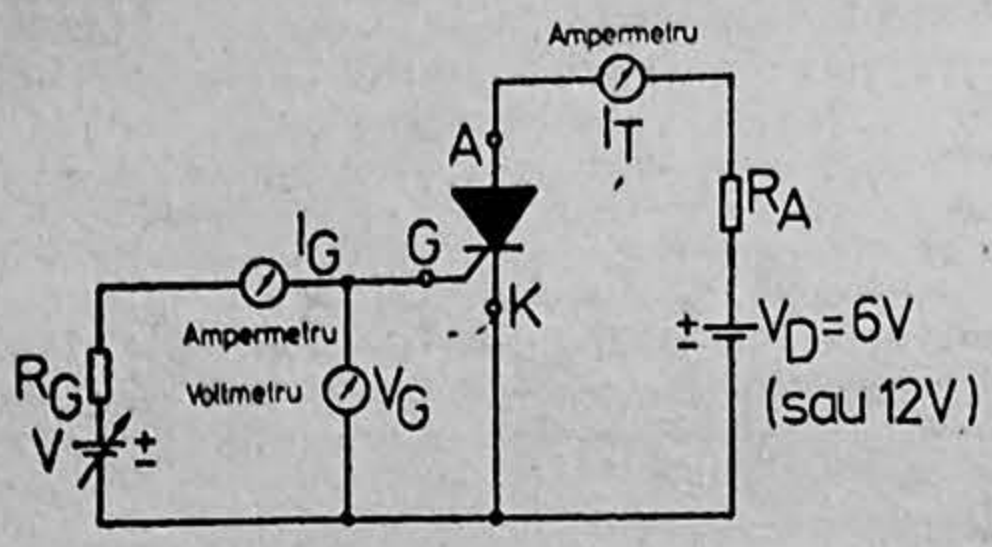


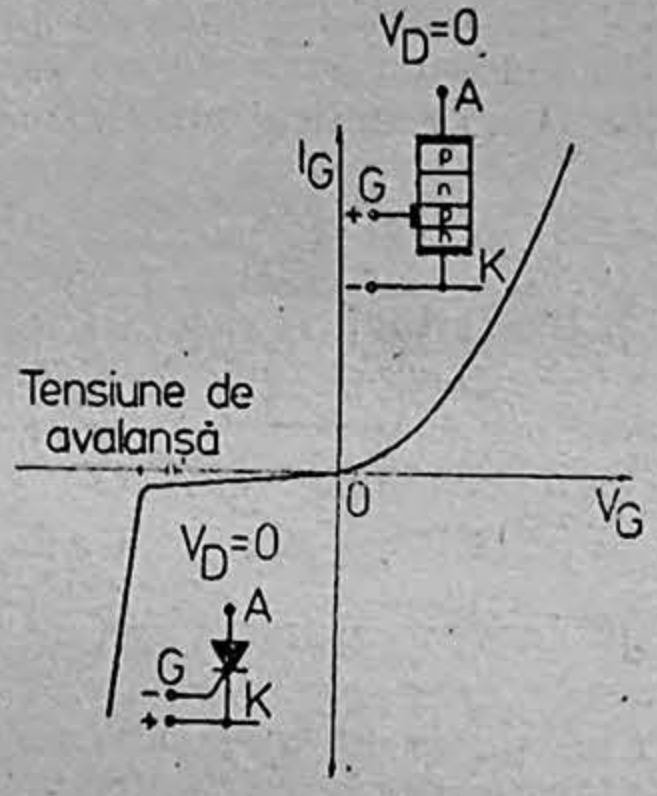
Fig. 1.11. Configurație de măsură a curentului minim (I_{GT}) și tensiunii minime (V_{GT}) necesare amorsării unui tiristor convențional cu semnal continuu aplicat pe poartă.

$T_{vj} = 25°C$. Parametrii I_{GT} și V_{GT} cresc odată cu scăderea temperaturii joncțiunii T_{vj}.

În foila de catalog este specificată dependența parametrilor I_{GT} și V_{GT} de temperatură în gama (−40°C. . . +125°C) pentru a se asigura amorsarea certă a tiristoarelor în diferitele aplicații ale utilizatorilor [1]—[10].

Curentul anodic minim I_L, care trebuie asigurat prin structura *pnpn* pe durata aplicării semnalului pozitiv de poartă în vederea amorsării sigure a tiristorului, se numește *curent de agățare* sau *curent de acroșaj* (*latching current*). Dacă la încheierea semnalului pozitiv aplicat pe poartă curentul anodic prin structura *pnpn* este inferior valorii parametrului I_L, **amorsarea tiristorului eșuează,** adică dispozitivul revine automat în starea de blocare directă (vezi §.7.6.1.). Valoarea parametrului I_L este egală sau cu puțin superioară celei a curentului de menținere I_H (figura 1.10).

Caracteristica statică *curent* (**I**) — *tensiune* (**V**) a joncțiunii *poartă-catod* a unui tiristor (figura 1.12.) este similară celei a diodelor redresoare *pn* (figura 1.7.). La aplicarea tensiunii pozitive pe terminalul de poartă (stratul p_2) față de catod (stratul n_2) în absența polarizării anodice, se obține ramura directă a caracteristicii **I—V** (cadranul I din figura 1.12.). În cazul negativării porții (G) față de catod (K), joncțiunea $G - K$ blochează tensiunea inversă aplicată (cadranul III din figura 1.12.). Valorile tipice ale tensiunii de străpungere a joncțiunii poartă — catod, polarizate în invers, sînt cuprinse între 5 V și 20 V (vezi §.2.2. și figura 3.6.). La frecvențe joase și tensiune anodică nulă ($V_D = 0$), joncțiunea poartă-catod a tiristoarelor se aproximează prin schema echivalentă simplificată din figura 1.13., în care R_{P2}



(Fig. 1.12. Caracteristica curent (I_G) — tensiune (V_G) a joncțiunii poartă-catod a unui tiristor convențional.

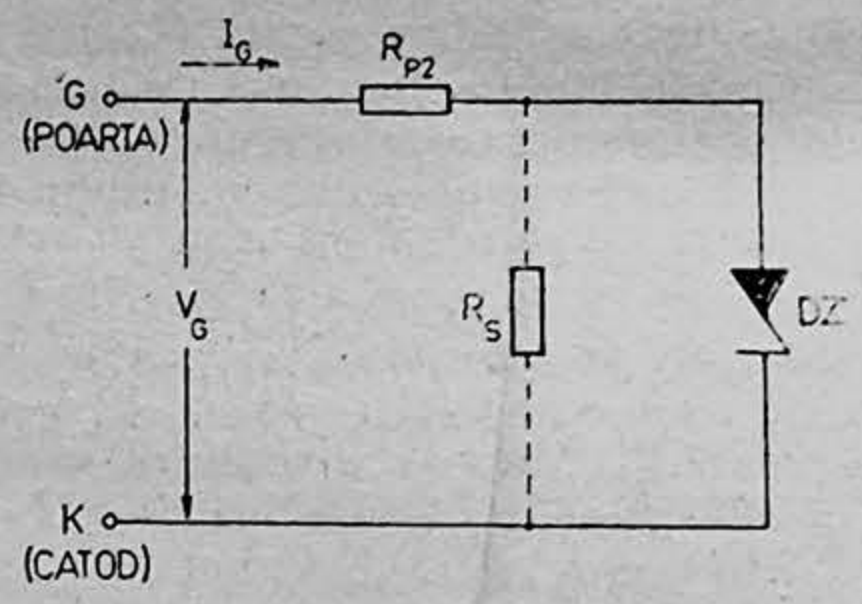


Fig. 1.13. Schema echivalentă simplificată a zonei *poartă-catod* a unui tiristor convențional la frecvențe joase și tensiune anodică nulă ($V_D = 0$).

este rezistența laterală a stratului p_2 (vezi §.1.5.3.1.), iar R_S modelează rezistența șunturilor de catod (vezi §.1.5.3.2.). Dioda *Zener DZ* modelează comportamentul în avalanșă a joncțiunii $G-K$, polarizate în invers („—" pe G, „+" pe K). Abaterile de formă ale caracteristicii *curent* (I_G) — *tensiune* (V_G) ale joncțiunii poartă-catod (figura 1.12.) față de cea a unei diode sînt datorate în principal rezistenței R_S.

Dispozitivele cu structura *pnpn* sînt utilizate în calitate de comutatoare electronice, datorită proprietății lor de a avea două stări stabile: **de blocare** („*OFF*") și de **conducție directă** („*ON*"). Caracteristica **I—V** a dispozitivelor are trei regiuni distincte (figura 1.6.): de *blocare în direct*, *blocare în invers*, și de *conducție directă*. Căderea de tensiune anod — catod V_{AK} (V_D) pe dispozitivele *pnpn* în toate cele trei regiuni de funcționare este practic egală cu suma algebrică a căderilor de tensiune pe cele trei joncțiuni (figura 1.6.):

$$V_{AK} = V_{J1} + V_{J2} + V_{J3} \tag{1.1.}$$

Comportamentul tiristorului convențional (figura 1.6.) se aseamănă cu cel al unei diode redresoare (figura 1.7.). Una dintre deosebirile esențiale între cele două dispozitive constă în necesitatea aplicării unui semnal pozitiv pe poartă pentru intrarea în conducție a tiristorului polarizat în direct. Datorită acestor similitudini, denumirea inițială a tiristorului convențional, care s-a păstrat pînă în prezent, este aceea de „*redresor comandat din siliciu*" (**SCR** — *Silicon Controlled Rectifiers*).

1.3. MODALITAȚI DE BLOCARE A TIRISTOARELOR CONVENȚIONALE

Un tiristor convențional aflat în starea de blocare în direct se amorsează prin intermediul semnalelor pozitive aplicate pe poartă. După intrarea tiristorului în starea de conducție directă („*ON*"), poarta pierde controlul asupra funcționării dispozitivului. Fenomenul de blocare (stingere) a unui tiristor constă în tranziția dispozitivului din starea de conducție directă („*ON*") în starea de blocare în direct („*OFF*"). Din punct de vedere formal, un tiristor se blochează atunci cînd curentul anodic care străbate dispozitivul scade sub valoarea curentului său de menținere I_H (figura 1.9.). Acest fenomen poate avea loc în mod parazit, de exemplu, prin creșterea accidentală a valorii rezistorului R_A (figura 1.9.) în timpul conducției tiristorului. Scăderea curentului anodic sub valoarea curentului I_H constituie o condiție necesară, dar nu și suficientă, pentru blocarea (dezamorsarea) dispozitivului. Pentru ca un tiristor convențional comutat din starea „*ON*" în cea de „*OFF*" să fie capabil de a „susține" o valoare ridicată a tensiunii de blocare reaplicate în direct („+" pe anod, „—" pe catod) este necesară scurgerea unui anumit interval de timp, denumit „*timp de blocare*" t_q („*turn-off time*").

Definirea timpului de blocare t_q se efectuează în conjuncție cu fenomenele ilustrate în figura 1.14. În starea considerată ca inițială, tiristorul se află în conducție directă („*ON*"). Curentul I_{TM} prin dispozitiv este determinat de sursa V_A și rezistorul extern R_A. Căderea de tensiune în direct pe dispozitiv (V_{TM}) este de valoare redusă. În momentul $t = 0$, comutatorul K este trecut în poziția 2. Polarizarea în invers a tiristorului — prin intermediul sursei V_R — declanșează procesul tranzitoriu de blocare al dispozitivului.

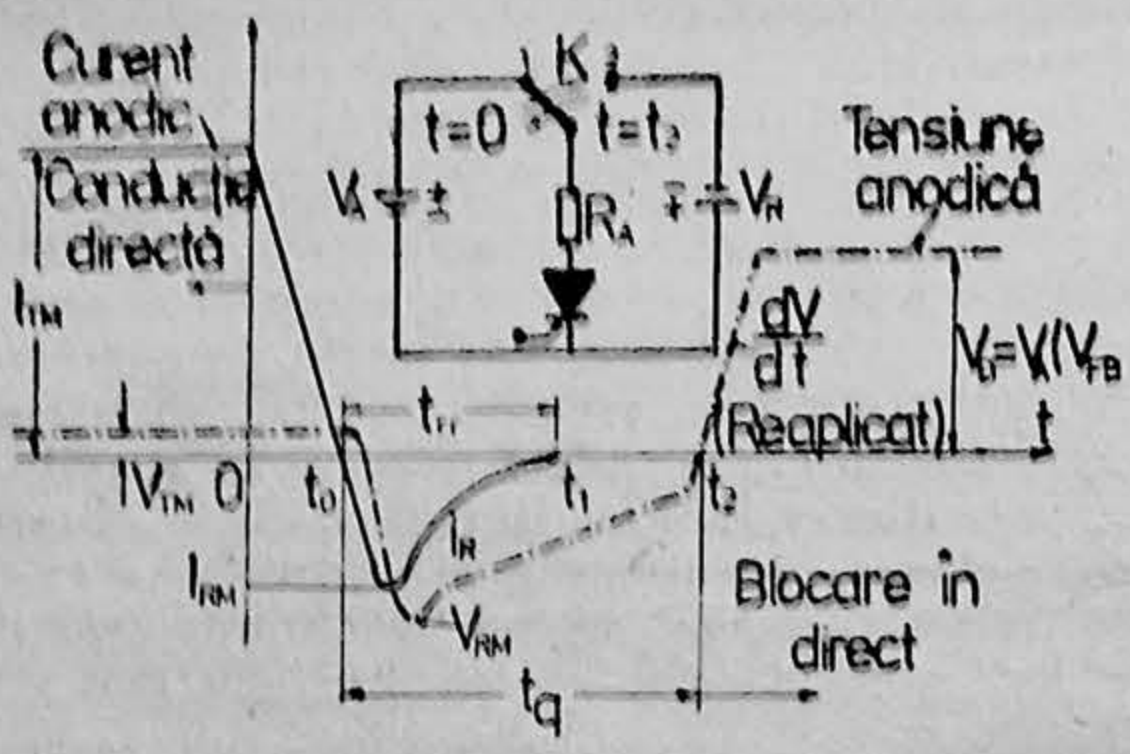


Fig. 1.14. Definirea timpului de blocare (dezamorsare) t_q al tiristoarelor convenționale.

În intervalul de timp de la $t = 0$ la $t = t_0$ curentul anodic scade de la valoarea I_{TM} la zero. În secvențele de timp imediat următoare momentului $t = t_0$, tiristorul este străbătut de curentul invers i_R, determinat în principal de sursa V_R și rezistorul R_A. Acest curent atinge valoarea sa maximă (I_{RM}), iar apoi scade treptat la zero (la $t = t_1$). Durata conducției curentului invers prin tiristor (de la $t = t_0$ la $t = t_1$) poartă denumirea de *„timpul de revenire în invers"* (*„reverse reecovery time"*) t_{rr}. *„Revenirea" totală* a tiristorului are loc în intervalul de timp de la $t = t_1$ la $t = t_2$, caracterizat prin procesul de neutralizare — prin recombinare — a sarcinii reziduale a purtătorilor minoritari din bazele n_2 și p_2 ale dispozitivului. În momentul $t = t_2$ comutatorul K poate fi trecut din nou în poziția 1, fără riscul reamorsării parazite a tiristorului (datorită tensiunii anodice reaplicate în direct cu o rată dV/dt) [1] — [10]. Prin convenție, **timpul de blocare t_q durează din momentul trecerii prin zero a curentului anodic în direct ($t = t_0$) pînă în cel al reaplicării tensiunii de blocare în direct cu o rată maximă de creștere dV/dt specificată ($t = t_2$).** În cazul cînd intervalul de timp scurs din momentul scăderii la zero a curentului anodic direct este inferior timpului de blocare t_q, la reaplicarea tensiunii de blocare în direct cu o rată de maximă creștere (dV/dt) specificată, dispozitivul se reamorsează parazit (fără semnal pozitiv de comandă pe poartă). Fenomenele care determină amorsarea prin *„efectul dV/dt"* (*static* sau *dinamic/reaplicat*) sînt descrise în §.2.4.3. și §.5.2.

Valorile timpului de blocare t_q sînt cuprinse între 3 μs (pentru tiristoare rapide de medie putere) și 200 μs (în cazul tiristoarelor de mare putere, utilizate la frecvența rețelei). Timpul t_q este direct proporțional cu rata de creștere a tensiunii anodice reaplicate în direct (dV_D/dt) și cu temperatura T_{vj} a structurii *pnpn* (vezi §.5.2.). Timpul de blocare t_q al tiristoarelor la temperatura $T_{vj} = 125°C$ este de aproximativ două ori mai lung decît la $T_{vj} = 25°C$ [1] — [10].

Există cîteva procedee tipice de blocare (dezamorsare) a tiristoarelor convenționale, operate atît în curent alternativ, cît și în curent continuu.

În circuitele de curent alternativ, blocarea unui tiristor este inițiată de anularea curentului anodic prin dispozitiv în momentul trecerii prin zero a tensiunii de alimentare. Modalitatea tipică de blocare (stingere) a tiristoarelor convenționale utilizate în circuite de curent alternativ este ilustrată

în figura 1.15. În intervalele de timp cînd tensiunea anod-catod este pozitivă, tiristorul poate fi comutat în starea de conducție directă („*ON*") prin aplicarea impulsurilor pozitive de comandă pe poartă*. Blocarea tiristorului se efectuează în cursul semialternanțelor negative ale semnalului sinusoidal („+" pe catod, „—" pe anod), mecanismul de stingere fiind cel prezentat în conjuncție cu figura 1.14. Pentru ca tiristorul să „susțină", fără a se reamorsa parazit, tensiunea de blocare în direct, aplicată cu o rată de creștere dV_D/dt, este necesar ca semiperioada semnalului sinusoidal să fie cel puțin egală cu timpul de blocare t_q, specificat de fabricant ($T/2 \geqslant t_q$). În cazul alimentării anodului numai cu semialternanțele pozitive ale tensiunii sinusoidale de perioadă T, dispozitivul de stingere „natural", atunci cînd tensiunea aplicată între anod și catod scade la zero, determinînd astfel anularea curentului prin tiristor. Durata pauzei dintre două semialternanțe pozitive ale tensiunii de alimentare trebuie să fie cel puțin egală cu timpul de blocare (t_q) al tiristorului.

În circuite de curent continuu, un tiristor convențional poate fi stins prin următoarele două metode [1] :

1) **Întreruperea circuitului** (figura 1.16) : la deschiderea comutatorului K, tiristorul, aflat inițial în starea de conducție directă („*ON*"), se blochează. După un interval de timp cel puțin egal cu timpul de blocare (t_q) al tiristorului, comutatorul K poate fi închis din nou, fără a exista riscul revenirii dispozitivului în starea de conducție („*ON*"). Rolul comutatorului K este jucat, de regulă, de un alt dispozitiv semiconductor de putere (de exemplu, un alt tiristor) ;

2) **Cu ajutorul circuitelor de stingere**, care funcționează pe baza următoarele două principii :

a) **Devierea curentului anodic printr-o cale alternativă de rezistență scăzută** (figura 1.17). După închiderea comutatorului K, curentul anodic al tiristorului este șuntat de circuitul conectat în paralel pe dispozitiv. Tiristorul se blochează în cazul cînd valoarea curentului care-l străbate este mai mică decît curentul său de menținere (I_H) un timp suficient de îndelungat ($> t_q$). Rolul comutatorului K este jucat de un tranzistor sau de un alt tiristor ;

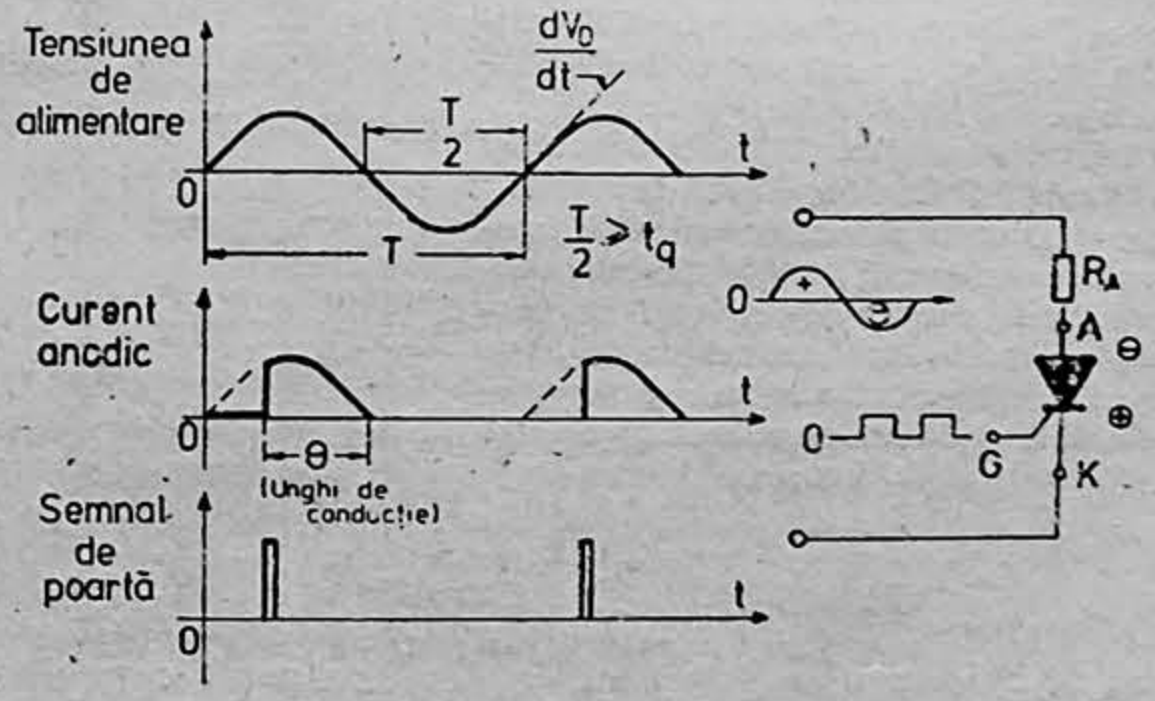


Fig. 1.15. Ilustrarea principiului stingerii unui tiristor convențional operat în regim sinusoidal, prin inversarea polarității tensiunii anod-catod.

* În aplicația tipică exemplificată, momentul aplicării semnalului pozitiv de amorsare pe poartă este decalat față de cel al trecerii prin zero a tensiunii de alimentare. În acest caz, unghiul de conducție (θ) al tiristorului este mai mic decît semiperioada semnalului sinusoidal aplicat pe anodul dispozitivului. Sincronizarea comenzii pe poartă cu tensiunea de alimentare permite amorsarea tiristorului exact la începutul semialternanței pozitive a tensiunii anodice. În acest caz, unghiul de conducție este $\theta = 180°$ ($T/2$).

b) Aplicarea unei tensiuni inverse pe dispozitiv („+" pe catod, „—" pe anod). Această tensiune produce un curent de sens invers față de curentul anodic al tiristorului în starea „*ON*" (vezi și figura 1.14.). Această procedură, asemănătoare cu cea utilizată pentru stingerea tiristoarelor în curent alternativ (vezi figura 1.15.), este ilustrată în figura 1.18. Principiul de funcționare al schemei este următorul:

În momentul considerat ca inițial, tiristorul principal T_P se află în starea de conducție („*ON*"), iar tiristorul auxiliar T_A este blocat în direct („*OFF*"). În consecință, condensatorul C se încarcă — via rezistorul R_1 și tiristorul T_P — la valoarea tensiunii de alimentare V, cu polaritatea indicată în figura 1.18.b. Stingerea tiristorului T_P este inițiată de aplicarea unui semnal pozitiv de comandă pe poarta dispozitivului T_A (figura 1.18.c.). În urma trecerii tiristorului T_A în starea „*ON*", capacitorul C se va afla conectat în paralel pe dispozitivul T_P. Ca urmare, tiristorul T_P va fi polarizat în invers de către

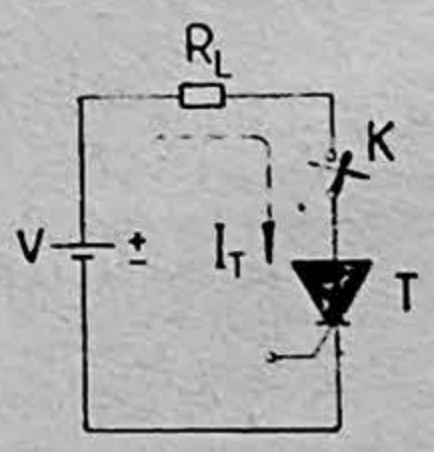


Fig. 1.16. Ilustrarea principiului stingerii unui tiristor convențional prin întreruperea circuitului anodic.

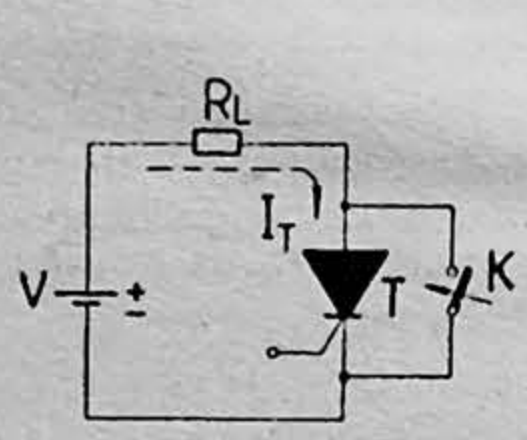


Fig. 1.17. Ilustrarea principiului blocării unui tiristor convențional prin devierea curentului anodic printr-o cale de impedanță joasă.

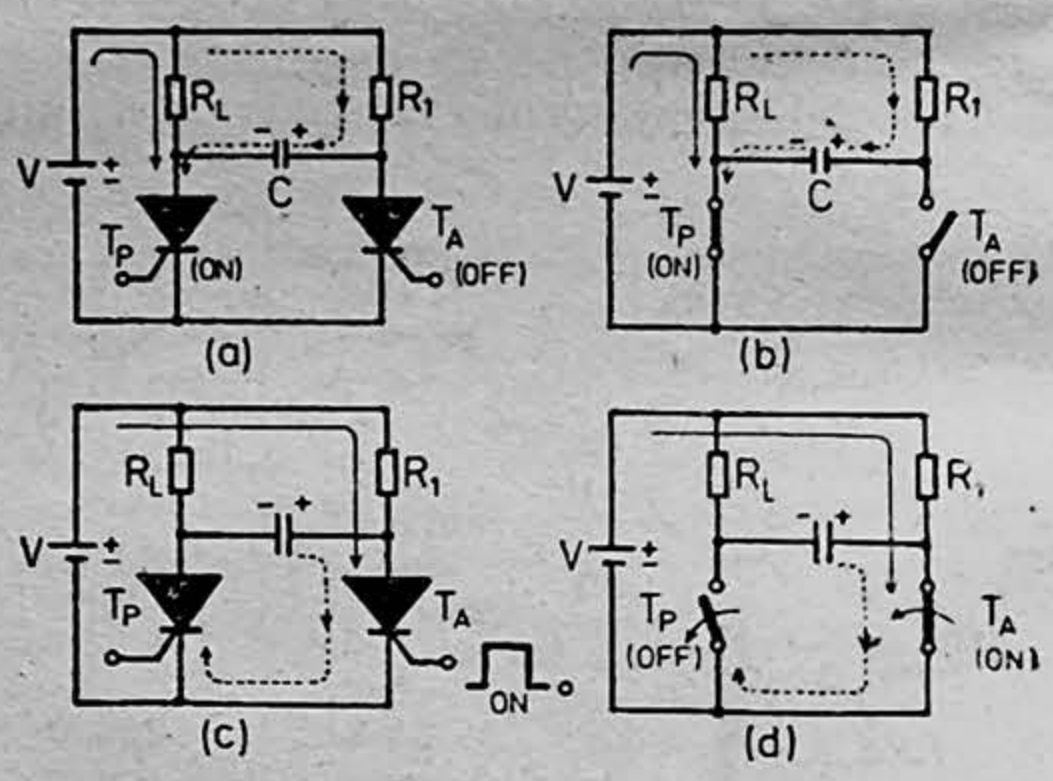


Fig. 1.18. Circuit clasic pentru stingerea unui tiristor convențional (T_P) cu ajutorul tensiunii inverse anod-catod aplicate prin intermediul condensatorului C: (*a*) secvența de conducție a tiristorului principal T_P (tiristorul auxiliar T_A este blocat și (*b*) modelul său simplificat de circuit; (*c*) secvența de amorsare a tiristorului auxiliar T_A, care permite conectarea condensatorului C la bornele tiristorului principal T_P în vederea blocării acestuia și (*d*) modelul simplificat de circuit al acestui proces.

capacitorul C (figura 1.18. d.), care se descarcă în timp prin comutatoarele T_A și T_P. Traseul curentului de descărcare al capacitorului C are un sens opus față de cel al curentului în direct prin tiristorul T_P. Polarizarea în invers a tiristorului T_P determină treptat stingerea acestuia (pentru detalii vezi figura 1.14.). În intervalul de timp în care tiristorul T_A se află în conducție directă („*ON*"), iar tiristorul T_P este blocat („*OFF*"), capacitorul C se încarcă treptat la valoarea tensiunii V, însă cu o polaritate inversă față de cea din figura 1.18. Reînceperea ciclului de funcționare descris are loc ca urmare

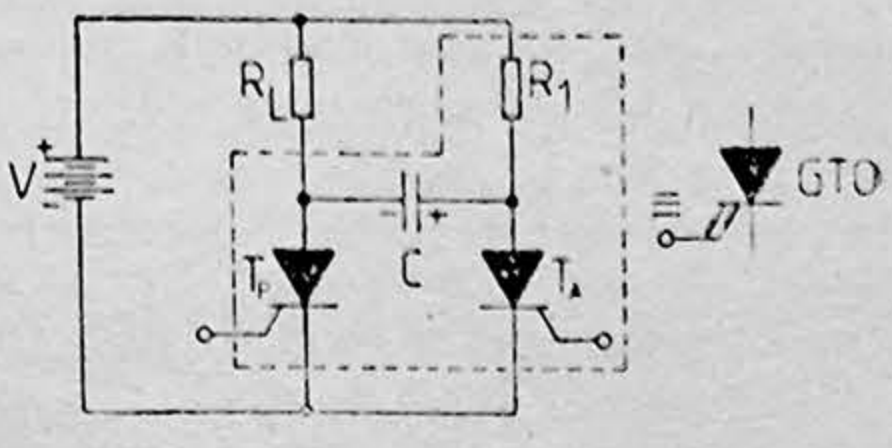


Fig. 1.19. Ilustrarea avantajului utilizării unui tiristor *GTO* în locul tiristorului convențional în vederea controlului puterii într-o sarcină R_L (Tiristorul *GTO* înlocuiește tiristoarele auxiliar T_A și principal T_P, înlăturînd totodată necesitatea utilizării unui condensator C de comutație și a rezistorului R_1).

a aplicării unui impuls pozitiv de comandă pe poarta tiristorului T_P. Intrarea în conducție a dispozitivului T_P este urmată de stingerea tiristorului T_A, potrivit secvențelor descrise anterior. De notat faptul că unul dintre rolurile principale ale tiristorului T_A este cel îndeplinit de comutatorul K din figura 1.17.

Se observă că în cadrul metodelor din figurile 1.16.—1.18., blocarea tiristoarelor are loc fără inversarea polarității tensiunii de alimentare V (ca în figura 1.15.).

1.4. PRINCIPII ELEMENTARE DE FUNCȚIONARE ALE TIRISTOARELOR *GTO*

1.4.1. Definiția și particularitățile tiristorului *GTO*

Tiristorul cu blocare pe poartă (GTO = *Gate Turn-Off Thyristor*) este un dispozitiv cu structura *pnpn*, care poate fi amorsat și blocat cu semnale pozitive, respectiv negative, aplicate pe terminalul de comandă (poartă), fără inversarea polarității tensiunii externe, aplicate între anod și catod (vezi figurile 1.2.b. și 1.3.b.). Dispozitivul *GTO* îmbină proprietățile de bază ale unui tiristor convențional (sensibilitate înaltă la semnale de amorsare aplicate pe poartă, capabilitate ridicată de blocare a tensiunii în direct/invers) cu cele ale unui tranzistor bipolar (în primul rînd, faptul că poate fi stins prin aplicarea semnalelor negative pe terminalul de comandă)*. Simbolurile de circuit ale tiristorului *GTO* sînt prezentate în figura 1.1.

Posibilitatea stingerii pe poartă a dispozitivelor *GTO* conferă un grad superior de flexibilitate în implementarea unor aplicații de forță (invertoare, contactoare statice, choppere, generatoare de impulsuri, etc.) și determină simplificarea atît a sistemelor de comandă, cît și a circuitelor de putere care utilizează aceste tiristoare (vezi Capitolul 6). **Avantajul** utilizării dispozitivelor *GTO* în locul tiristoarelor convenționale este evidențiat în figura 1.19. În această schemă „clasică" [1], tiristorul principal T_P este utilizat în calitate de comutator electronic, care controlează curentul (nivelul de putere) în sarcină R_L. Tiristorul auxiliar T_A și capacitorul C sînt utilizate pentru stingerea tiristorului principal T_P (vezi pentru detalii figura 1.18.). Rezistorul R_1 este folosit pentru limitarea valorii curentului anodic al tiristorului T_A. Fiecare dintre tiristoarele convenționale (T_A și T_P) este amorsat de propriul

---

* Tiristorul *GTO* se aseamănă cu un tranzistor bipolar *npn* prin: 1) polaritatea tensiunii de alimentare anod-catod; 2) polaritatea semnalelor de amorsare și de blocare pe poartă (vezi figurile 1.2 și 1.3).

său circuit electronic de comandă. Utilizarea unui singur tiristor *GTO* în scopul controlului nivelului de putere în sarcină R_L permite :

a) *diminuarea substanțială a numărului de componente electronice* necesare în aplicația menționată, prin utilizarea unui singur dispozitiv semiconductor activ, simultan cu eliminarea capacitorului C și a rezistorului R_1 ;

b) *micșorarea gabaritului*, în special datorită eliminării unui tiristor și a unui capacitor C, a cărui valoare (volum) este direct proporțională cu nivelul de putere comutat ;

c) *simplificarea circuitelor electronice de comandă pe poartă* ;

d) *creșterea fiabilității în funcționare* ;

e) *diminuarea costurilor*, ca urmare a avantajelor enumerate la *a*) — *d*).

Unul dintre avantajele principale ale tiristorului *GTO* — în comparație cu tranzistoarele bipolare de putere — constă în puterea relativ redusă consumată de poartă în timpul funcționării dispozitivului în calitate de comutator. Astfel, spre deosebire de tranzistorul bipolar, tiristorul *GTO* necesită semnale corespunzătoare pe poartă numai pe durata proceselor tranzitorii de amorsare, respectiv de stingere, nu și în starea de conducție directă. Comparația între proprietățile tiristoarelor *GTO* și cele ale altor dispozitive semiconductoare de comutație active este efectuată în § 5.5.

În principiu, orice tiristor convențional poate fi blocat prin extragerea unui curent pe poartă. De regulă, stingerea pe poartă a unui tiristor convențional de curent anodic redus (pînă la 1—2 A) nu comportă probleme deosebite. Stingerea eficientă și fiabilă pe poartă, într-un timp relativ redus, a unui tiristor convențional de putere, operat la curenți anodici de ordinul zecilor și sutelor de amperi, nu este însă posibilă. Pentru extragerea pe poartă a unui curent de valoare mare (zeci și sute de amperi) în vederea întreruperii curentului anodic al dispozitivului, geometria (configurația) internă *poartă-catod* a tiristorului trebuie să îndeplinească anumite cerințe stricte (vezi §1.4.5, §3.2 și capitolul 4). **Tiristorul *GTO* este un comutator electronic specializat, avînd o structură internă realizată cu scopul principal de a facilita stingerea rapidă și fiabilă pe poartă a dispozitivului.** Această structură este optimizată în vederea menținerii parametrilor electrici principali ai dispozitivului *GTO* la valori tipice pentru tiristoarele convenționale din aceeași clasă (arie și capsulă identice) [1]—[5].

Tiristorul *GTO* poate fi stins și prin intermediul procedeelor descrise în §.1.3. Utilizarea metodelor de blocare, tipice pentru tiristoarele convenționale, în vederea stingerii unui comutator *GTO*, subutilizează posibilitățile acestui dispozitiv, conferite de facilitatea controlului pe poartă.

În afară de trăsăturile distinctive ale configurației poartă-catod (vezi §.1.4.5., §.3.2. și Capitolul 4), care permit extragerea eficientă pe poartă a unei fracțiuni importante a curentului anodic în timpul procesului de stingere, comportamentul unui dispozitiv *GTO* este similar cu cel al unui tiristor convențional (vezi Capitolul 2).

De remarcat faptul că aplicarea unui impuls negativ pe poarta unui tiristor convențional în cursul procesului său de stingere are ca efect micșorarea timpului de blocare t_q. Tiristoarele convenționale specializate, în care semnalul negativ aplicat pe poartă „asistă" procesul de stingere, micșorînd timpul de blocare t_q, poartă denumirea de *„tiristoare de blocare asistată de poartă"* (vezi §.5.2.).

1.4.2. Condiția simplificată de amorsare pe poartă

În starea de blocare în direct a structurii *pnpn*, joncțiunile J_1 și J_3 sînt polarizate în direct, iar joncțiunea centrală J_2 este polarizată în invers, susținînd tensiunea aplicată pe dispozitiv (figura 1.6.). Tiristorul este parcurs de un curent rezidual (I_D) de valoare redusă (vezi §.2.3.).

Aplicarea unui semnal pozitiv pe poarta tiristorului permite comutarea dispozitivului din starea de blocare în direct („*OFF*") în cea de conducție („*ON*"). În figura 1.20. semnalul pozitiv de comandă aplicat pe poartă (G) este curentul I_{GF} injectat în baza p a tiristorului. Condiția cvasi-statică de amorsare a tiristorului, bazată pe aproximații unidimensionale, se obține utilizînd schema echivalentă simplificată a structurii *pnpn* și (figura 1.4.*b*.), formată din două tranzistoare complementare (*pnp* și *npn*) [1] — [9]. Relațiile de bază dintre curenții de emitor (I_E), de colector (I_C), de bază (I_B) și factorii de cîștig în curent (α_{pnp}, respectiv α_{npn}), utilizate în deducerea expresiei curentului anodic (I_A) prin tiristor (figura 1.20.), sînt indicate în figurile rile 1.21., unde : I_{CBO} este curentul invers de saturație al joncțiunii colector (C) — bază (B) [1] [2] [8].

În schema echivalentă a structurii *pnpn* blocate în direct ($I_{GF} = 0$ în figura 1.20.), curentul de colector I_{C2} al tranzistorului Q_2 (*npn*) asigură curentul de bază I_{B1} al tranzistorului Q_1 (*pnp*) :

$$I_{B1} = I_{C2} \tag{1.2.}$$

În mod similar, curentul de colector I_{C1} al tranzistorului Q_1 (*pnp*) alimentează baza (I_{B2}) tranzistorului Q_2 (*npn*) :

$$I_{C1} = I_{B2} \tag{1.3.}$$

Identitățile (1.2.) și (1.3.) exprimă sintetic *funcționarea intercondiționată* a celor două tranzistoare din structura unui tiristor. *Existența acestei bucle de reacție pozitivă asigură declanșarea și desfășurarea proceselor regenerative în dispozitivele pnpn.*

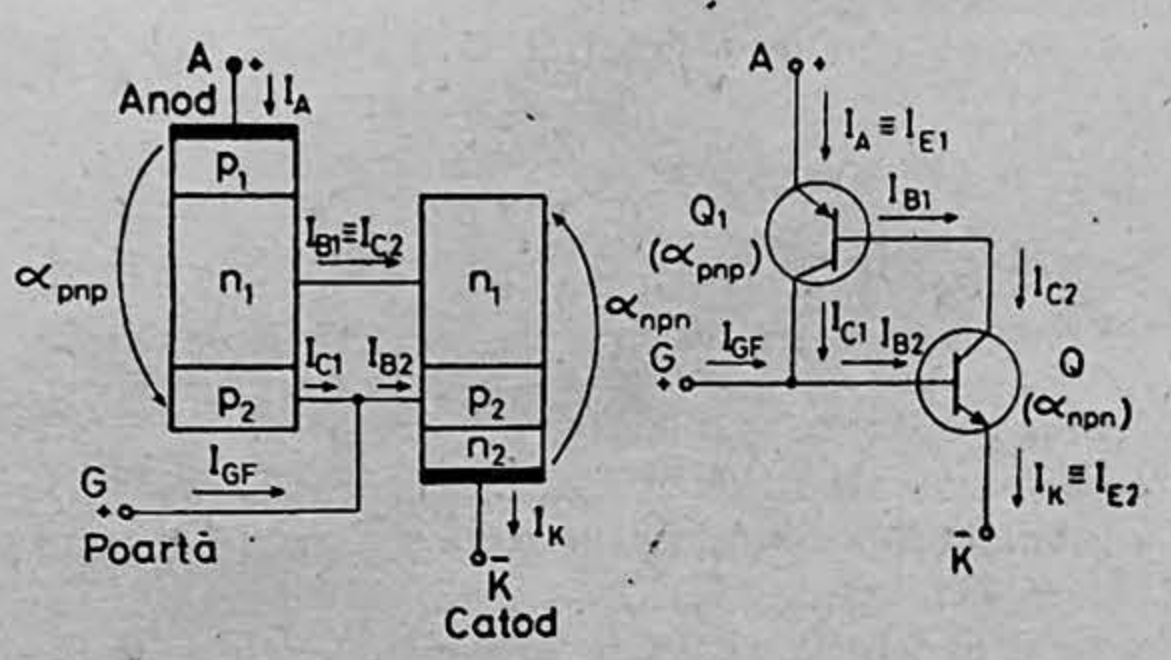


Fig. 1.20. Aproximarea structurii *pnpn* a unui tiristor prin modelul cu două tranzistoare complementare, cu indicarea curenților relevanți pentru procesul de amorsare pe poartă cu semnal I_{GF}.

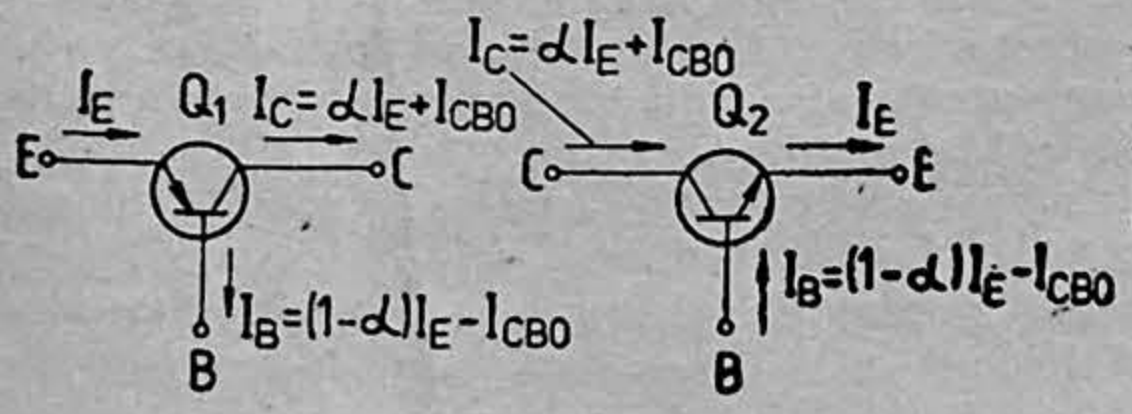


Fig. 1.21. Relații relevante dintre curenții și factorii de cîștig în curent α în tranzistoare *pnp* și *npn*.

În prezența semnalului I_{GF}, bilanțul curenților în nodul G (figura 1.20.) se detaliază astfel :

$$I_{B2} = I_{C1} + I_{GF} \tag{1.4.}$$

Din compararea relației (1.4.) cu (1.3.) rezultă că, spre deosebire de structura *pnpn* în blocarea directă, curentul de bază I_{B2} al tranzistorului *npn* (Q_2) este furnizat nu numai de curentul de colector I_{C1} al tranzistorului *pnp* (Q_1), dar și de curentul I_{GF} aplicat pe poartă. Injectarea curentului extern I_{GF} în baza tranzistorului *npn* (Q_2) conduce la declanșarea procesului regenerativ de amorsare al tiristorului (vezi §.2.5.).

Aplicînd legea I a lui *Kirchhoff* în bilanțul curenților prin cele trei terminale ale tiristorului, corelația dintre curenții de anod (I_A), de catod (I_K) și de poartă (I_{GF}) se obține sub forma (figura 1.20.) :

$$I_K = I_A + I_{GF} \tag{1.5.}$$

Pe baza modelului din figura 1.21., relațiile dintre curenții relevanți ai structurii *pnpn* se detaliază astfel (figura 1.20.) :

$$I_{B1} = I_{E1} - I_{C1} = I_{E1} - \alpha_{pnp} \cdot I_{E1} - I_{CBO1} \tag{1.6.}$$

$$I_{C2} = \alpha_{npn} \cdot I_{E2} + I_{CBO2} \tag{1.7.}$$

Ținînd seama de faptul că $I_{E1} = I_A$ și $I_{E2} = I_K$. relațiile (1.6.) și (1.7.) se transcriu astfel :

$$I_{B1} = (1 - \alpha_{pnp}) I_A - I_{CBO1} \tag{1.6'}$$

$$I_{C2} = \alpha_{npn} \cdot I_K + I_{CBO2} \tag{1.7.'}$$

Egalînd (1.6'.) și (1.7'.) — conform identității (1.2.) — se obține :

$$(1 - \alpha_{pnp}) I_A - I_{CBO1} = \alpha_{npn} \cdot I_K + I_{CBO2} \tag{1.8.}$$

Prin înlocuirea relației (1.5.) în (1.8.), expresia curentului anodic I_A prin structura tiristorului se obține sub forma [1] — [8] :

$$I_A = \frac{\alpha_{npn} \cdot I_{GF} + I_{CO}}{1 - (\alpha_{pnp} + \alpha_{npn})} \tag{1.9.}$$

unde :

$$I_{CO} = I_{CBO1} + I_{CBO2} \tag{1.10.}$$

este suma curenților inverși de saturație ai joncțiunii colector (*C*) — bază (*B*) pentru tranzistoarele *pnp* (Q_1) și *npn* (Q_2) componente ale structurii *pnpn* [1] — [8].

Din relația (1.9.) se observă dependența pronunțată a curentului anodic I_A de factorii de cîștig în curent α_{pnp} și α_{npn} care, la rîndul lor, sînt dependente de curentul prin structură (I_A). Creșterea celor doi factori α (figura 1.22.), odată cu creșterea curentului anodic (I_A), stă la baza amorsării dispozitivelor *pnpn*, inclusiv a aprinderilor parazite. Astfel, relația (1.9.) exprimă **reacția pozitivă intrinsecă** din dispozitivele *pnpn*, generate de interdependența strînsă dintre curentul I_A și factorii α_{pnp}, α_{npn}.

Ecuația (1.9.) aproximează ramura directă a caracteristicii statice a tiristorului (figura 1.6.) pînă în momentul declanșării procesului tranzitoriu

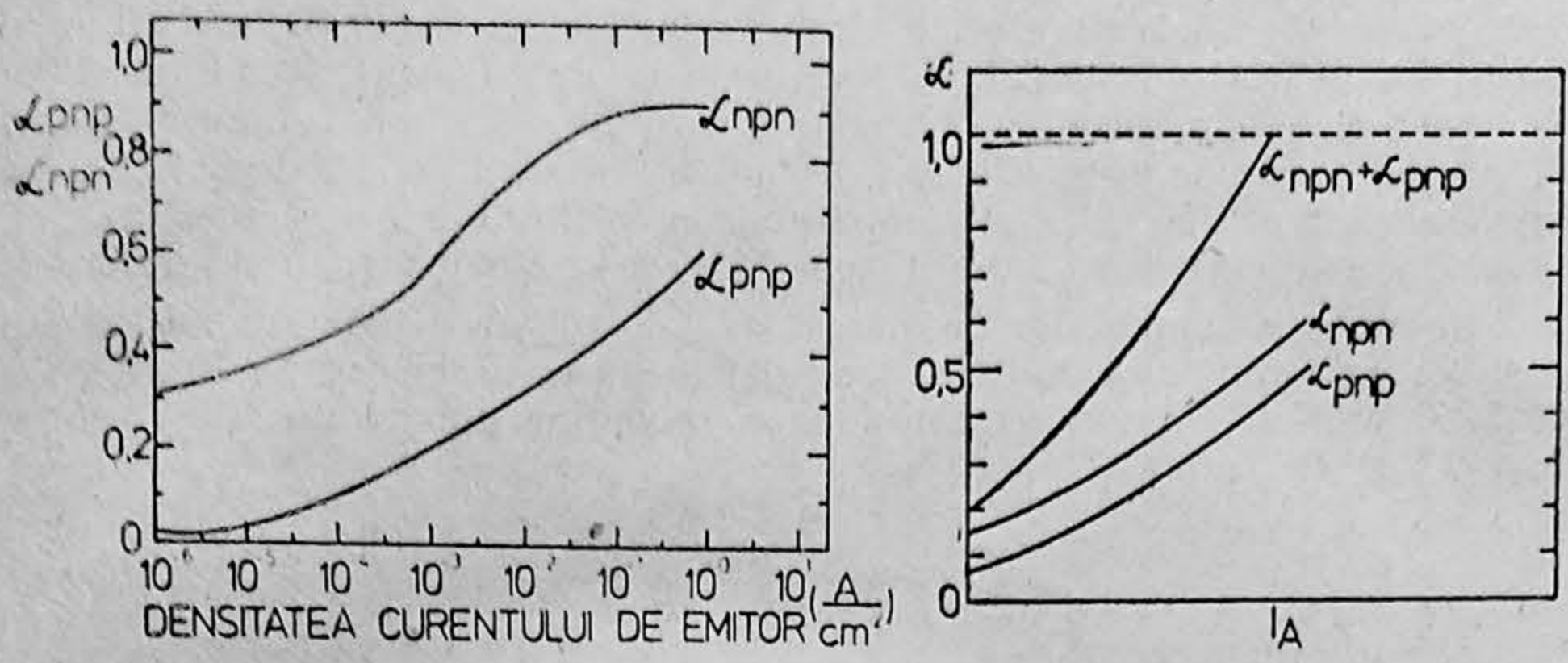


Fig. 1.22 (*a*) Dependența tipică a factorilor de cîștig în curent α_{pnp} și α_{npn} ai tranzistoarelor componente ale structurii *pnpn* de densitatea curentului prin dispozitiv ; (*b*) Ilustrarea calitativă a modalității de îndeplinire a condiției de amorsare (1.11) a unui tiristor.

de amorsare al acestuia. Condiția simplificată a amorsării tiristorului se exprimă prin (figura 1.22.) [1] — [8] :

$$(\alpha_{npn} + \alpha_{pnp}) = 1 \tag{1.11.}$$

ceea ce — conform relației (1.9.) — implică :

$$I_A \to \infty \tag{1.12.}$$

Relațiile (1.11.) și (1.12.) exprimă, din punct de vedere formal, *condiția de amorsare a tiristorului*. Valoarea efectivă a curentului anodic în conducție directă este limitată de sarcina R_A din circuitul extern (figura 1.9.). După trecerea unui tiristor convențional în starea de conducție („*ON*"), poarta pierde controlul asupra funcționării dispozitivului. În starea „*ON*", cele două tranzistoare componente ale structurii *pnpn* sînt în regim de saturație. Menținerea comenzii pozitive pe poartă pe durata stării „*ON*" mărește gradul de saturație al tranzistorului *npn*, ceea ce are drept consecință reducerea căderii de tensiune în direct V_{TM} pe tiristor [8] [11].

Atunci cînd se respectă inegalitatea :

$$\alpha_{npn} \cdot I_{GF} \gg I_{CO} \tag{1.13.}$$

termenul I_{CO} poate fi neglijat la numărătorul relației (1.9). În aceste condiții, **factorul de amplificare în curent la amorsare** G_{on}, definit ca raportul dintre curentul de ieșire (I_A) și curentul de poartă (I_{GFM}), se exprimă din (1.9.) prin :

$$G_{on} = \frac{I_A}{I_{GFM}} = \frac{\alpha_{npn}}{1 - (\alpha_{pnp} + \alpha_{npn})} \tag{1.14.}$$

În aproximația cvasi-statică utilizată, cîștigul în curent G_{on} este cu atît mai ridicat, cu cît valoarea factorului de amplificare α_{npn} este mai mare, în condiția în care $(\alpha_{pnp} + \alpha_{npn}) \simeq 1$. De remarcat faptul că, în limitele modelului unidimensional utilizat, expresia (1.14.) pentru factorul G_{on} este similară formulei (1.21.) a cîștigului în curent la blocare G_{off}, obținută — în aceleași aproximații — pentru tiristoarele *GTO* (vezi §.1.4.3.).

Inegalitatea (1.13.) este strict validă atunci cînd $I_{GF} \gg I_{CO}$. La temperaturi ridicate ($\geqslant 125°C$), ponderea termenului I_{CO} din relația (1.9.) poate

deveni importantă, mai ales în tiristoarele de arii (curenți anodici) mari (vezi §.2.2. și §.2.3.). Astfel, în dispozitive *pnpn* de arii mari, avînd diametrul plachetei de siliciu între 1 (25,4 mm) și 3 *inch* (~ 76 mm), curentul I_{CO} la T_j = 125°C este de ordinul a zeci de mA (pînă la 100...200 mA). Aceste valori ale curentului I_{CO} sînt comparabile ca ordin de mărime cu $(\alpha_{npn} \cdot I_{GT})$, unde I_{GT} este curentul minim de poartă necesar amorsării tiristoarelor.

În absența semnalului de poartă ($I_{GF} = 0$), un tiristor avînd anodul pozitivat în raport cu catodul său, se află în starea de blocare în direct (vezi §.2.3.). Curentul I_A prin structura *pnpn* se obține din relația (1.9.) pentru $I_{GF} = 0$ și are forma [1] — [8] :

$$I_A = \frac{I_{CO}}{1 - (\alpha_{pnp} + \alpha_{npn})} \tag{1.15.}$$

1.4.3. Principiul blocării pe poartă a tiristoarelor *GTO*

Principiul stingerii pe poartă a tiristoarelor *GTO* prin extragerea forțată a curentului I_{GR} (figura 1.23.) se bazează pe ieșirea treptată din saturație și blocarea celor două tranzistoare (*npn* și *pnp*), componente ale structurii *pnpn*. Evacuarea pe poartă a unei fracțiuni importante a curentului I_A (I_{GR} reprezintă, de regulă, 20% pînă la 50% din valoarea parametrului I_A) împiedică alimentarea corespunzătoare în curent a secțiunii *npn* a dispozitivului, necesară menținerii tiristorului în starea de conducție („*ON*"). Ca urmare a îndepărtării fracțiunii I_{GR} a curentului anodic I_A **direct** prin terminalul de poartă (*G*) : a) valoarea curentului de catod I_K este inferioară celei a curentului anodic I_A (figura 1.23.) ; b) ieșirea treptată din saturație a tranzistoarelor *npn* și *pnp* declanșează bucla internă de reacție în sens invers, fapt care conduce în timp la blocarea celor două tranzistoare și anularea curentului I_A. Din punct de vedere formal, stingerea unui tiristor *GTO* se bazează pe micșorarea curentului prin structura *pnpn* sub valoarea curentului său de menținere I_H (vezi figura 1.9.), cît și pe scăderea factorilor de cîștig în curent α_{npn} și α_{pnp}, Într-o aproximație de prim ordin, blocarea tiristorului *GTO* implică reducerea sumei celor doi α la o valoare inferioară unității ($\alpha_{pnp} + \alpha_{npn} < 1$).

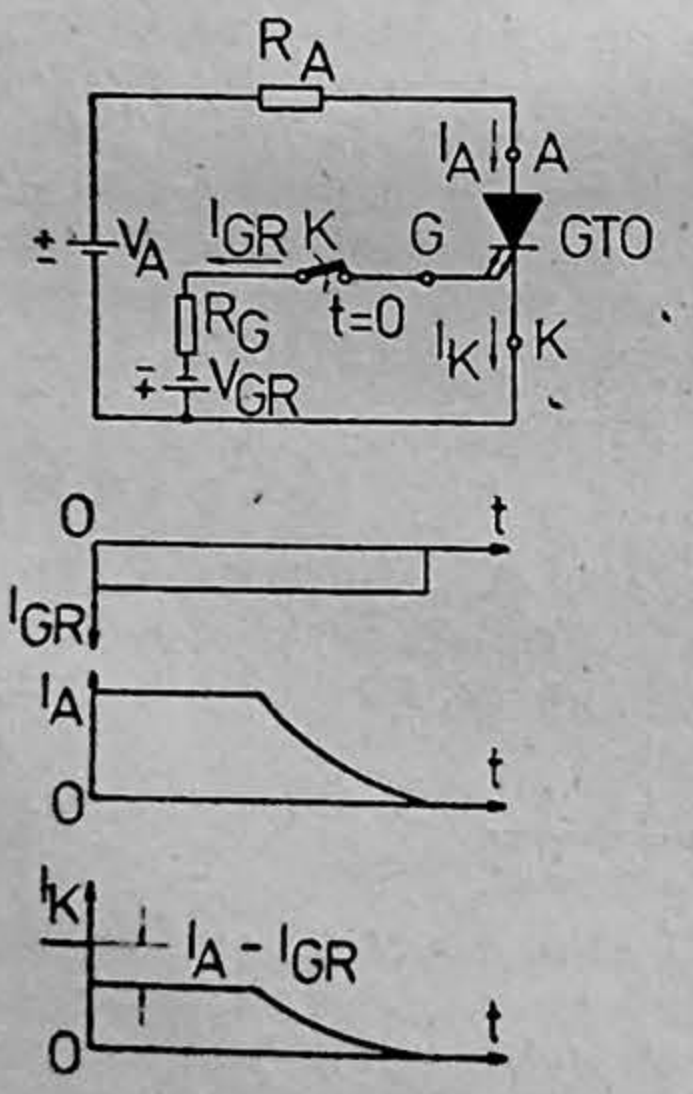


Fig. 1.23. Ilustrarea principiului blocării pe poartă a unui tiristor *GTO*. (Este indicată calitativ variația în timp a curenților de poartă I_{GR}, de anod I_A și de catod I_K).

O analiză unidimensională a mecanismului de blocare pe poartă poate fi efectuată pe baza modelului simplificat al structurii *pnpn*, format din două tranzistoare complementare (figura 1.20.). Se observă că în starea de conducție directă fără semnal pe poartă ($I_{GF} = 0$), curentul de colector al fiecărui tranzistor furnizează curentul de bază al celuilalt, necesar menținerii dispozitivului în starea „*ON*", (vezi rela-

ţiile 1.2. şi 1.3.). Pentru întreruperea procesului de conducţie directă este necesară suprimarea unuia dintre aceşti curenţi sau cel puţin diminuarea sa sub o valoare critică, care să asigure declanşarea procesului de stingere al dispozitivului. Acest rol este jucat de curentul I_{GR} extras pe poartă (figura 1.24.).

Neglijînd curentul rezidual al joncţiunilor $C-B$ al celor două tranzistoare (I_{CBO1} şi I_{CBO2}), curentul de bază I_{B2} necesar pentru a menţine tranzistorul *npn* în saturaţie este :

$$I_{B2} = (1 - \alpha_{npn}) I_K \qquad (1.16.)$$

în timp ce curentul *real* de bază al acestui tranzistor în prezenţa semnalului I_{GR} este :

$$I'_{B2} = (\alpha_{pnp} \cdot I_A - I_{GR}) \qquad (1.17.)$$

În consecinţă, tiristorul *GTO* se va bloca dacă $I'_{B2} < I_{B2}$, ceea ce implică [2] — [5] :

$$\alpha_{pnp} \cdot I_A - I_{GR} \leqslant (1 - \alpha_{npn}) I_K \qquad (1.18.)$$

Ţinînd seama de faptul că (figura 1.23.) :

$$I_A = I_K + I_{GR} \qquad (1.19.)$$

relaţia (1.18) se transcrie astfel :

$$\alpha_{pnp} \cdot I_A - I_{GR} \leqslant (1 - \alpha_{npn})(I_A - I_{GR}) \qquad (1.18'.)$$

Valoarea curentului de poartă I_{GR}, care asigură stingerea tiristorului *GTO*, se obţine din (1.18'.) sub forma :

$$I_{GR} \geqslant \left(\frac{\alpha_{pnp} + \alpha_{npn} - 1}{\alpha_{npn}} \right) I_A \qquad (1.20.)$$

Definind raportul (I_A/I_{GR}) ca fiind **cîştigul în curent la blocarea pe poartă** (G_{off}), din (1.20.) rezultă [1] — [8] :

$$G_{off} \leqslant \frac{\alpha_{npn}}{\alpha_{npn} + \alpha_{pnp} - 1} \qquad (1.21.)$$

Expresia obţinută pentru factorul G_{off} este similară relaţiei (1.14.) pentru cîştigul în curent la amorsare G_{on}, deduse în aceleaşi aproximări ale modelului unidimensional utilizat.

Conform relaţiei (1.21.), maximizarea cîştigului G_{off} implică realizarea — prin proiectarea dispozitivelor *GTO* — a unui factor α_{npn} cît mai ridicat în condiţiile menţinerii sumei celor doi α ($\alpha_{pnp} + \alpha_{npn}$) cît mai apropiată de unitate (1), ceea ce implică o valoare extrem de redusă pentru factorul α_{pnp} [2] — [5]. Procedeele de implementare tehnologică a acestor cerinţe sînt descrise în §.3.2. Întrucît factorii de cîştig α_{pnp} şi α_{npn} variază pronunţat cu densitatea curentului în direct prin dispozitiv (figura 1.22.), calcularea corectă a factorului G_{off} din relaţia (1.21.) este extrem de dificilă. Pentru valori realiste ale factorului $\alpha_{pnp} = 0{,}1 \ldots 0{,}2$ şi factorului $\alpha_{npn} = 0{,}6 \ldots 0{,}8$, o estimare de prim ordin a cîştigului G_{off} din relaţia (1.21.) indică valori cuprinse între 2 şi 10. Valorile experimentale practice ale factorului G_{off} sînt

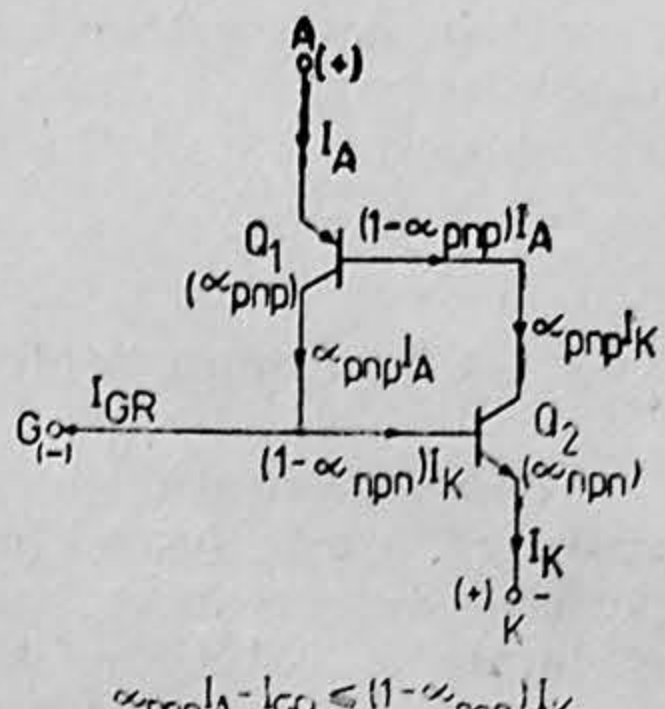


Fig. 1.24. Curenţi relevanţi pentru procesul de blocare pe poartă al unui tiristor *GTO*, aproximat prin modelul cu două tranzistoare complementare.

situate în limitele teoretice menționate [1] — [8]. În dispozitive reale, valoarea factorului G_{off} este afectată de fenomenele bidimensionale care însoțesc procesul tranzitoriu de stingere pe poartă a tiristoarelor *GTO* (vezi §.1.4.5. și §.2.9.).

1.4.4. Componentele timpilor de comutare

Comportamentul dinamic al unui tiristor *GTO*, operat pe o sarcină rezistivă (R_A), este ilustrat în figura 1.25. Dispozitivul este amorsat cu impulsuri pozitive de curent cu amplitudinea I_{GFM}, rată (front) de creștere di_{GF}/dt și durata t_{gf}. Stingerea tiristorului *GTO* se efectuează prin extragerea pe poartă a unui curent de amplitudine I_{GRM} ($\gg I_{GFM}$), avînd un front de creștere di_{GR}/dt și o durată t_{gr}.

Fenomenul de comutare al unui tiristor *GTO* din starea de blocare în direct („*OFF*") în starea de conducție directă („*ON*") printr-un impuls de curent injectat în poartă (figura 1.24.*a*.) este identic cu cel al unui tiristor convențional. Basculareа din starea „*OFF*" în cea de „*ON*" se efectuează într-un interval de timp finit, denumit „*timp de amorsare*" („*turn-on time*") t_{gt} (sau t_{on}). Procesul tranzitoriu de amorsare are următoarele trei faze distincte (figura 1.26.) [1] — [10]:

— **timpul de întîrziere** („*delay time*" sau „*turn-on delay time*") t_{gd}, care caracterizează inerția dispozitivului în răspunsul său la semnalul de comandă aplicat pe poartă. Prin convenție, intervalul t_{gd} durează din momentul aplicării semnalului de amorsare pe poartă pînă cînd curentul anodic crește de

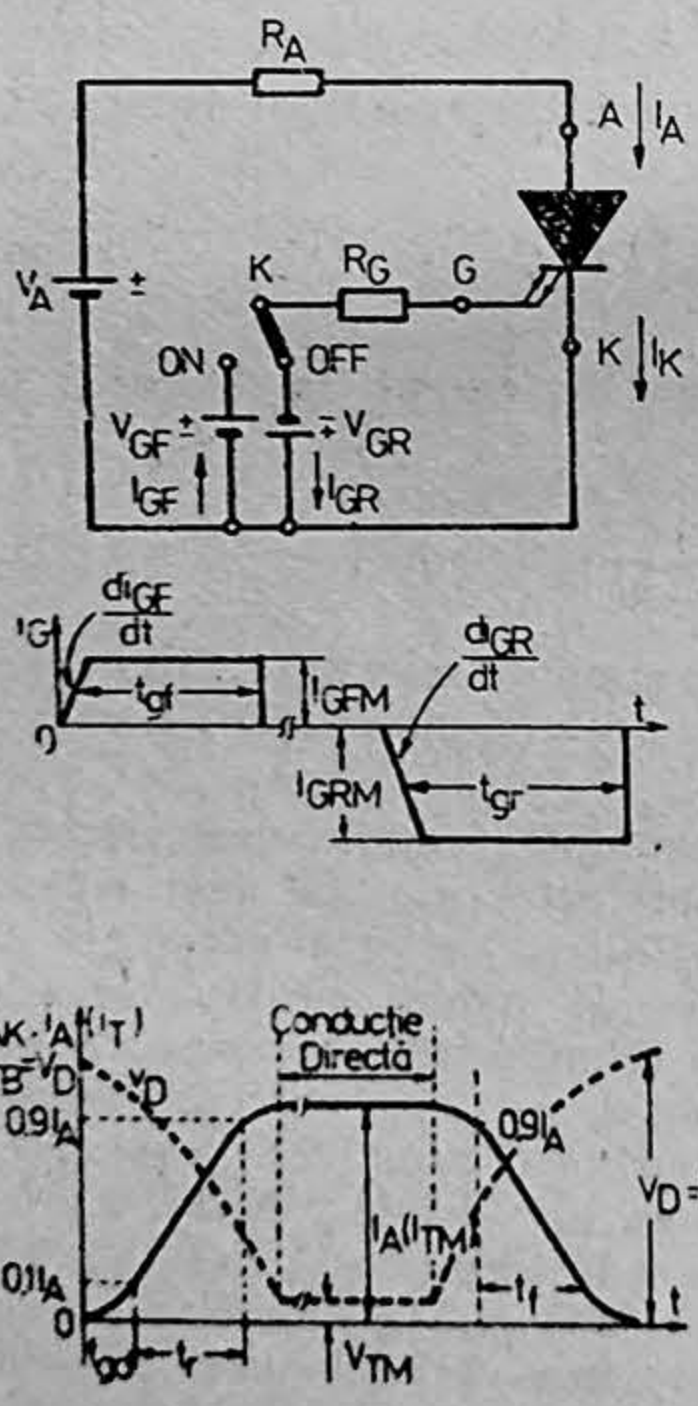


Fig. 1.25. Formele de undă tipice ale curentului de poartă (*a*), curentului și tensiunii anodice (*b*) în cursul proceselor tranzitorii de amorsare și blocare pe poartă a tiristoarelor *GTO* operate pe o sarcină rezistivă (R_A).

Fig. 1.26. Detalierea formelor de undă ale curentului anodic (i_T) și tensiunil anodice (v_D) în cursul procesului tranzitoriu de amorsare pe poartă a unui tiristor operat pe o sarcină rezistivă, cu indicarea componentelor temporale ale procesului de amorsare. (Este indicată forma de undă a curentului anodic în cazul amorsării dispozitivului pe o sarcină inductivă).

la zero la 10% din valoarea sa finală*, corespunzătoare stării de conducție directă (I_{TM}). Datorită variației relativ lente în timp a curentului prin și a tensiunii anodice pe dispozitiv, puterea disipată pe tiristor în decursul fazei t_{gd} este relativ redusă. Timpul de întîrziere t_{gd} al unui tiristor scade pronunțat odată cu creșterea amplitudinii I_{GFM} a impulsului de comandă (figura 4.45.) la o durată constantă a acestuia ($t_{gf} = const.$), precum și cu mărirea ratei de creștere a curentului de poartă di_{GF}/dt [11] — [13]. Creșterea amplitudinii semnalului de comandă I_{GFM} peste o valoare limită nu mai produce efecte semnificative asupra timpului t_{gd} (vezi figura 4.45.).

— **timpul de creștere** („*rise time*") t_r, definit ca intervalul de timp în decursul căruia curentul anodic crește de la 10% la 90% din valoarea sa finală.* Creșterea rapidă a curentului anodic în cursul fazei t_r este însoțită de variația marcantă a tensiunii anodice pe dispozitiv. Ca urmare, puterea disipată pe un tiristor în intervalul t_r este apreciabilă (vezi §.6.7.4.). Supraîncălzirea locală a tiristoarelor, datorită vitezei excesive de creștere a curentului anodic, deci a densității ridicate de putere disipate în faza t_r, poate conduce la distrugerea electrotermică a structurii *pnpn* prin „efectul *di/dt*" (vezi §.2.6.) În cazul operării tiristoarelor pe sarcini inductive, intervalele de creștere a curentului anodic și de scădere a tensiunii anodice sînt decalate în timp (vezi figura 1.26.), ceea ce limitează valoarea densității de putere disipate în etapa t_r.

— **timpul de răspîndire**** („*spreading time*") t_s, care definește durata procesului de creștere a curentului anodic de la 90% la 100% din valoarea sa finală. La sfîrșitul fazei t_s, căderea de tensiune pe un tiristor scade la valori tipice stării de conducție în direct „*ON*" (1 V pînă la 2 V).

Prin convenție, **timpul de amorsare t_{gt} (t_{on}) este definit ca suma timpilor t_{gd} și t_r.** Parametrii t_{gd}, t_r și t_s din cataloage se specifică pentru un curent final I_{TM} egal, de regulă, cu valoarea curentului mediu nominal $I_{T(AV)}$ al dispozitivelor, menționîndu-se totodată valoarea tensiunii anodice (V_D) în starea anterioară inițierii procesului de amorsare („*OFF*"), precum și cea a rezistenței de sarcină R_A (figura 1.25.). Pentru comutarea sigură a tiristoarelor cu semnale de amplitudine $I_{GFM} > I_{GT}$, durata impulsului de comandă pe poartă t_{gf} (figura 1.25.*a*.) poate fi egală cu cel mult timpul de amorsare t_{gt}.

Comutarea tiristoarelor *GTO* din starea de conducție directă („*ON*") în stare de blocare în direct („*OFF*") prin aplicarea pe poartă a semnalelor negative (figura 1.25.*b*.), se efectuează într-un timp finit, denumit „*timp de blocare*" sau „*timp de stingere*" („*turn-off time*") t_{gq} (sau t_{off}). Procesul tran-

---

* Timpii t_{gd} și t_r se definesc adesea în funcție de variația în timp a tensiunii anodice [9]. În acest caz, tot prin convenție, durata timpului t_{gd} se definește din momentul aplicării semnalului de amorsare pe poartă pînă cînd tensiunea anodică scade de la valoarea sa inițială (din starea de blocare în direct) la 90% din această valoare. În decursul timpului t_r, tensiunea anodică scade de la 90% la 10% din valoarea sa inițială. Condițiile concrete de testare a timpilor t_{gd} și t_r sînt specificate de fabricant. Definirea timpilor t_{gd} și t_r în funcție de variațiile tensiunii anodice este utilă în cazul funcționării tiristorului pe o sarcină inductivă, cînd curentul prin dispozitiv este defazat în urma tensiunii (vezi figura 1.26).

** Această denumire s-a păstrat din perioada de debut a dispozitivelor cu structura *pnpn* (sfîrșitul anilor cincizeci), cînd se considera că intrarea treptată în conducție directă a tiristoarelor în plan longitudinal (răspîndirea conducției de-a lungul catodului) se produce în principal în decursul fazei t_r [1], [2]. Investigațiile ulterioare au arătat că extinderea zonei amorsate în direcția laterală a structurii are loc în decursul întregii durate a procesului de amorsare (vezi §2.5). În consecință, denumirea de „*timp de răspîndire*" (a conducției), menținută în literatură, este lipsită de suportul ei fizic, imaginat inițial.

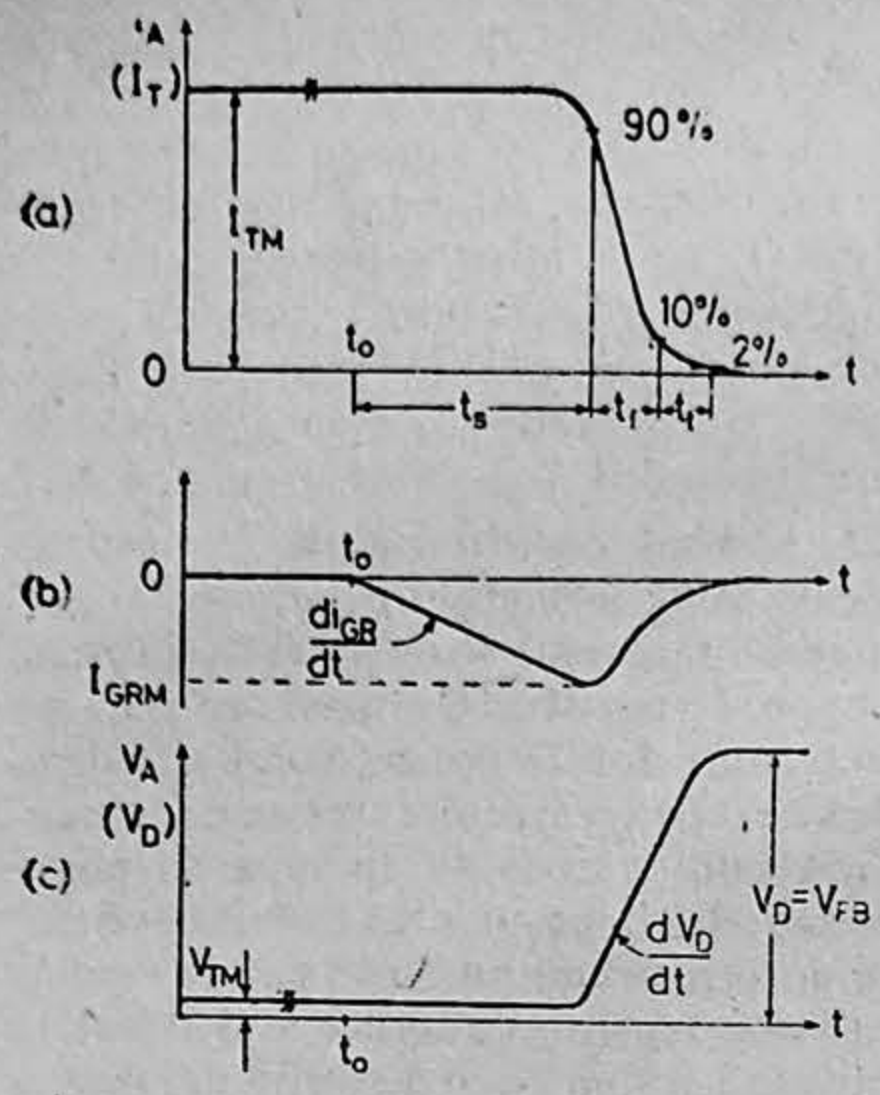


Fig. 1.27. Detalierea formelor de undă ale curenților (*a*) anodic și (*b*) de poartă, precum și a tensiunii anodice pe dispozitiv (*c*) în scopul definirii componentelor principale ale procesului tranzitoriu de blocare pe poartă a tiristoarelor *GTO* operate pe o sarcină rezistivă. (În intervalul anterior momentului $t=t_0$ dispozitivul se află în starea de conducție directă).

zitoriu de blocare pe poartă are următoarele trei faze distincte (figura 1.27.) [2] [5] [8] [11] [12]:

— **timpul de stocare** („storage time") t_s (sau t_{dq}), care caracterizează inerția tiristoarelor *GTO* în răspunsul lor la semnalul negativ de comandă aplicat pe poartă. Prin convenție, faza t_s (t_{dq}) durează din momentul aplicării semnalului de blocare pe poartă pînă cînd curentul anodic scade de la valoarea sa inițială, anterioară declanșării procesului de stingere, la 90% din această valoare*. Datorită variației relativ lente în timp a curentului prin și a tensiunii pe tiristor, puterea disipată în etapa t_s (t_{dq}) este relativ redusă. Timpul de stocare este sensibil la parametrii semnalului de comandă pe poartă (vezi figurile 4.40.*a*. și 4.50.*a*.), micșorîndu-se substanțial odată cu creșterea amplitudinii I_{GRM} și ratei di_{GR}/dt a curentului de intrare (figura 1.27.*b*.).

— **timpul de cădere** sau **de descreștere** („*fall time*") t_f (t_{rq}) definit ca intervalul de timp în decursul căruia curentul anodic scade de la 90% la 10% din valoarea sa inițială*, corespunzătoare stării „*ON*". Variația rapidă a curentului anodic în faza t_f este însoțită de creșterea marcantă a tensiunii anodice reaplicate în direct cu rata dV_D/dt (figura 1.27.*c*.). Ca urmare, puterea disipată pe dispozitiv în cursul fazei t_f este apreciabilă (vezi §.6.7.4.). Supraîncălzirea locală a tiristoarelor *GTO*, datorită densității excesiv de mari a puterii disipate în timpul t_f, poate determina distrugerea electrotermică a structurii *pnpn* (vezi §.2.9.2.).

— **timpul de încheiere** sau **de restabilire/revenire** („*tail time*") t_t (sau t_{tq}) este, prin convecție, intervalul de timp în decursul căruia are loc scăderea curentului anodic de la 10% la 2% din valoarea sa, corespunzătoare stării de conducție în direct (I_{TM}).

Prin convenție, **timpul de blocare (stingere) t_{gq} este definit ca suma timpilor t_s și t_f** (figura 1.27). În vederea stingerii sigure a unui tiristor *GTO*, durata impulsului de poartă t_{gr} (figura 1.25.*a*.) trebuie să depășească suma $(t_s + t_f + t_t)$. De notat că, pe măsura desfășurării procesului de blocare, rezistența efectivă, „văzută" de sursa de tensiune negativă între terminalele *G* și *K*, se mărește, ceea ce conduce la scăderea valorii curentului extras

---

* Componentele t_s și t_f se definesc uneori în funcție de variația în timp a tensiunii anodice. Astfel, faza t_s durează din momentul aplicării semnalului de blocare pe poartă pînă cînd tensiunea anodică V_D crește de la valoarea sa V_{TM}, corespunzătoare stării „ON" la 10% din valoarea sa finală în starea „*OFF*", V_{FB} („*final blocking voltage*").

pe poartă (figura 1.27.*b*.). Timpii t_s, t_f și t_t sînt specificați în cataloage în condiții similare timpilor t_{gq}, t_r și t_s (curent I_{TM}, tensiune anodică V_{FB}, rezistență de sarcină R_s), menționîndu-se totodată parametrii semnalului de comandă (I_{GRM}, di_{GR}/dt, t_{gr}, vezi figura 1.27.*b*.).

Se remarcă faptul că funcționarea dinamică a tiristoarelor *GTO* se aseamănă cu cea a tranzistoarelor bipolare. Spre deosebire însă de tranzistoare, dispozitivele *GTO* pot fi menținute în starea „*ON*" fără alimentarea porții cu semnal de comandă.

În cazul operării tiristoarelor *GTO* pe sarcini inductive (figura 1.28.), tensiunea anodică reaplicată (v_D) atinge valoarea sa finală V_{FB} înainte de scăderea curentului anodic i_T. Ca urmare, puterea disipată (produsul *curent-tensiune*) în timpul t_{gq} este mult mai mare decît în cazul operării dispozitivelor pe sarcini rezistive (figura 1.25.). Valoarea acestei puteri crește direct proporțional cu energia înmagazinată de bobina $L(W_L = L \cdot I_{TM}^2/2)$ în cursul fazei de conducție în direct („*ON*") a tiristoarelor. Disipările de putere sînt amplificate de supratensiunea care apare pe dispozitiv la sfîrșitul procesului de stingere*. În scopul operării fiabile a tiristoarelor *GTO* pe sarcini inductive se recurge la protecția dispozitivelor cu ajutorul rețelelor „*snubber*" *RCD* (vezi §.6.7.2.).

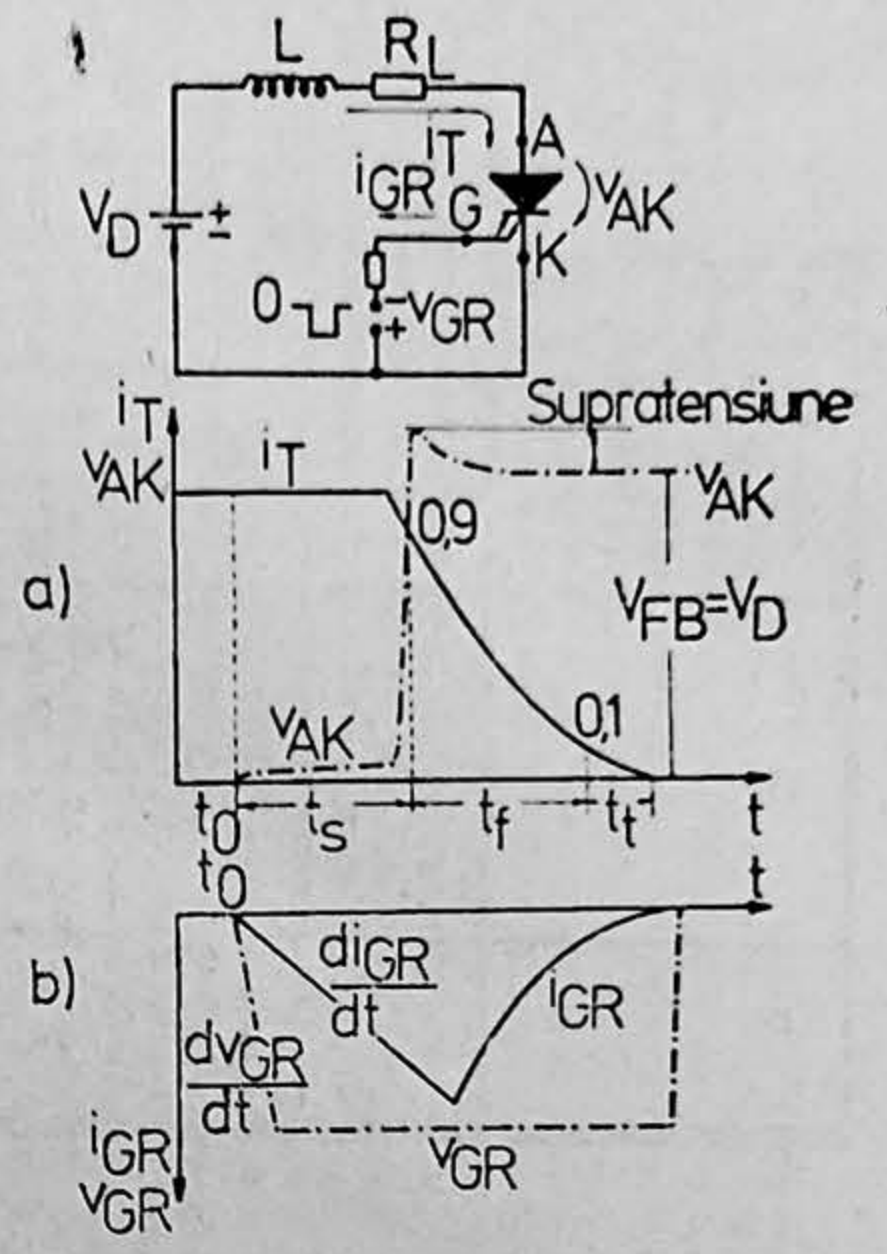


Fig. 1.28. Formele de undă tipice ale curentului și tensiunii anodice (*a*) în cursul procesului tranzitoriu de blocare a unui tiristor *GTO* cu semnale negative de poartă (*b*), în cazul operării dispozitivului pe o sarcină inductivă.

Energia disipată pe un tiristor *GTO*, deci încălzirea sa, în procesele de comutare, este direct proporțională cu durata intervalului de timp în care se produce disipația de putere. În consecință, diminuarea ratei de încălzire a unui tiristor *GTO* în procesele de comutație reclamă reducerea timpilor de amorsare și de stingere ale dispozitivului (vezi §.6.7.4.).

1.4.5. Fenomene bidimensionale la stingerea pe poartă

Performanțele și fiabilitatea tiristoarelor *GTO* în cursul comutării din starea „*ON*" în cea de „*OFF*" sînt dictate în principal de caracterul bidimensional al procesului tranzitoriu de blocare (figura 1.29.): evacuarea sarcinii electrice din baza p_2 — sub forma curentului de poartă I_{GR} — are loc simultan cu trecerea curentului anodic prin dispozitiv [11] [13]. Curentul

---

* Aceste supratensiuni sînt datorate vitezei de variație a curentului anodic prin bobina L $\left(efectul\ L\ \frac{di}{dt}\text{; vezi și figura 6.57.}\right)$.

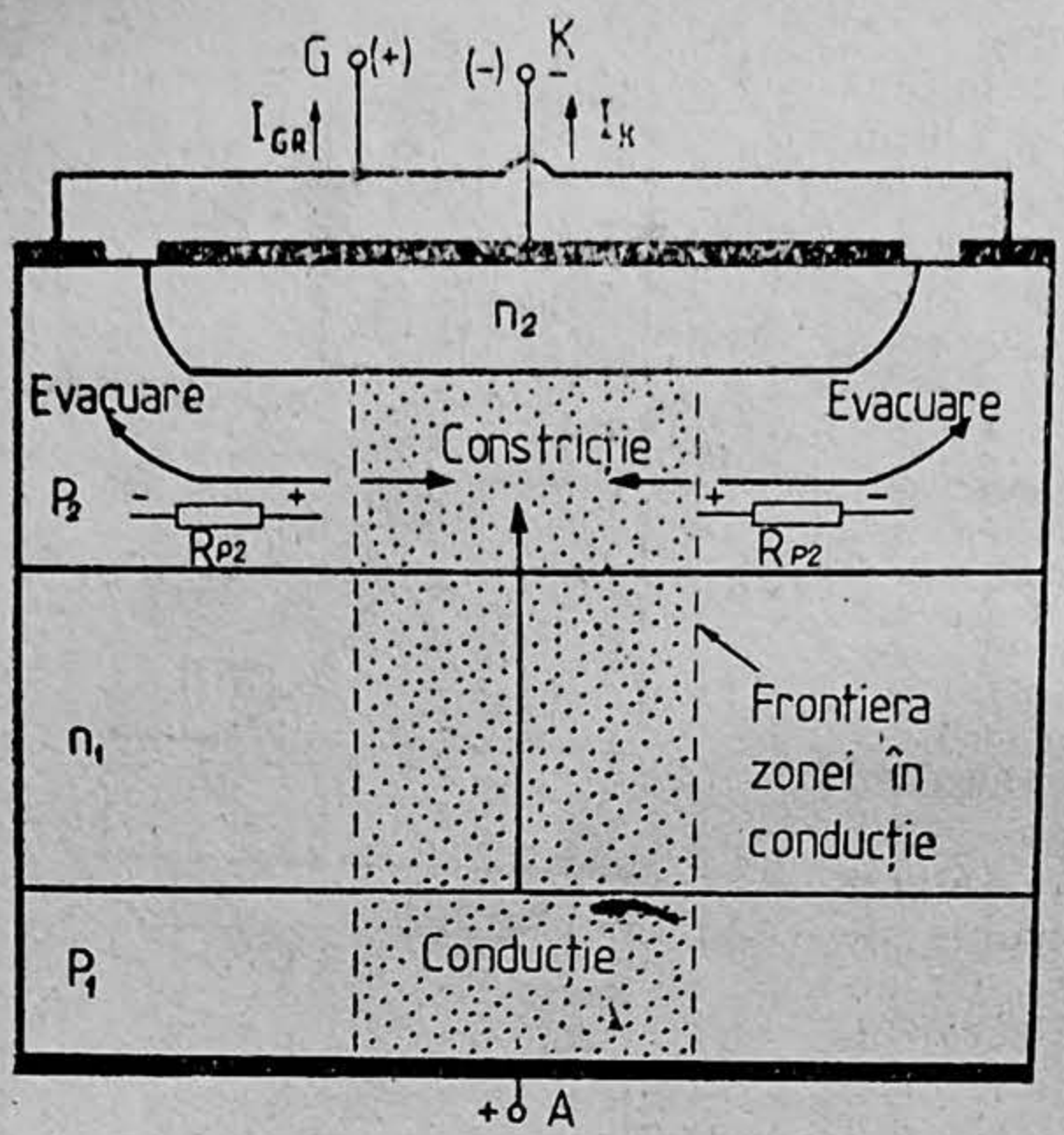


Fig. 1.29. Detalierea fenomenelor bidimensionale în baza p_2 în timpul fazei de stocare t_s a procesului tranzitoriu de blocare pe poartă a tiristoarelor *GTO*.

extras din structură curge lateral în baza p_2 înspre contactul de poartă, în timp ce curentul anodic continuă să străbată dispozitivul în plan vertical, de la anod la catod.

Curgerea laterală prin baza p_2 a curentului evacuat prin terminalul de poartă are două consecințe importante. În primul rînd, căderea de tensiune, provocată pe rezistența bazei p_2, de curentul direcționat înspre poartă, determină polarizarea în invers a joncțiunii de catod $n_2 - p_2$ (vezi figurile 1.29. și 1.30.*b*.). Această polarizare în invers este mai pronunțată în zonele bazei p_2, adiacente porții („—“ pe stratul p_2 față de potențialul „*O*“

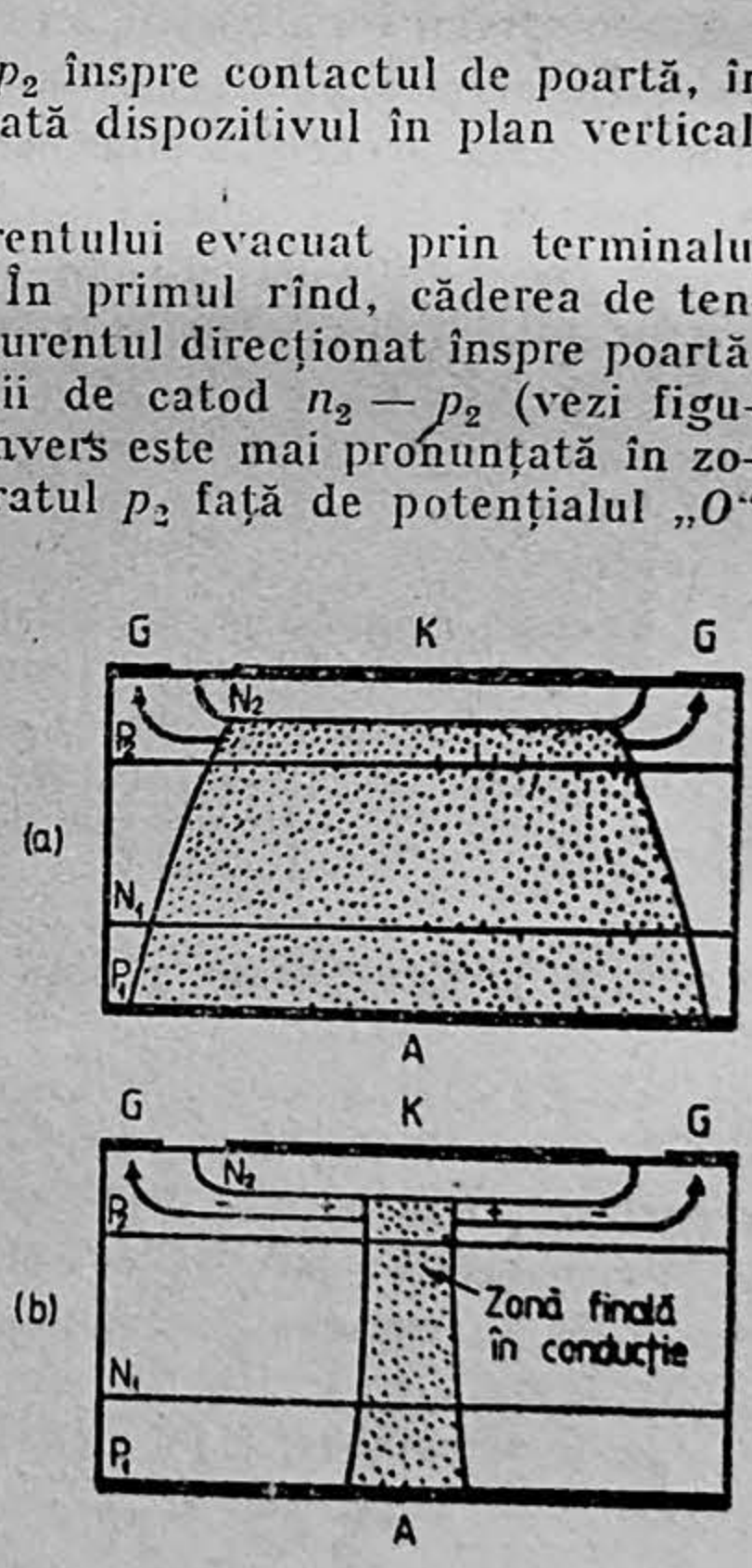


Fig. 1.30. Ilustrarea schematică a curgerii bidimensionale a curenților în tiristoarele *GTO* la (*a*) începutul procesului tranzitoriu de blocare pe poartă și (*b*) la sfîrșitul timpului de stocare t_s (vezi figura 1.27). Dimensiunile ariei finale de conducție în care este „*constrins*“ curentul anodic la sfîrșitul fazei t_s (*b*) determină fiabilitatea electrotermică a dispozitivului.

al stratului n_2, conectat la catod). În cazul cînd curentul extras pe poartă I_{GX} și/sau rezistența laterală R_{p2} a bazei p_2 (figura 1.29.) au valori mari, căderea de tensiune ohmică în baza p_2 devine substanțială, conducînd în final la străpungerea joncțiunii poartă (p_2) — catod (n_2). Depășirea tensiunii de străpungere *poartă — catod* BV_{GK} (avînd, de regulă, valori între 7 V și 2 V, vezi §.2.2. și §.3.2.) are drept efect pierderea controlului efectuat de poartă asupra procesului de stingere. În cazul în care joncțiunea poartă — catod este supusă unei tensiuni superioare valorii BV_{GK} un timp mai îndelungat (de regulă, peste 100—200 μs), dispozitivul se distruge [5] [11]. Din cele prezentate rezultă că mărimea valorii curentului I_{GX} extras pe poartă, în vederea creșterii vitezei de comutație a tiristorului, cît și a curentului anodic maxim-controlabil de poartă I_{TGM} (vezi §.1.4.6.), necesită mărirea tensiunii de străpungere BV_{GK}. Obiectivul creșterii tensiunii BV_{GK} poate fi realizat prin mărirea rezistivității bazei p_2 (vezi §.3.2.). Această soluție conduce însă la creșterea rezistenței pe pătrat $R_{\square p}$ a bazei p_2 (vezi §.1.5.3.), deci la sporirea căderii de tensiune pe rezistența laterală R_{p2}, la o valoare prestabilită ca curentului I_{GX}.

Evacuarea sarcinii din baza p_2, este însoțită de un alt fenomen : ieșirea treptată din conducție a zonelor de catod (n_2), situate în apropierea contactului de poartă (figura 1.19.). Cu alte cuvinte, extragerea curentului I_{GX} în cursul procesului tranzitoriu de stingere pe poartă al tiristorului *GTO* conduce la restrîngerea progresivă a curentului anodic prin dispozitiv într-o zonă de dimensiuni relativ reduse, situate în centrul catodului n_2 [5] [11] [13]. Constricția treptată a curentului anodic într-o zonă îngustă din centrul catodului, similară fenomenului de *„aglomerare a emitorului"* din tranzistoarele bipolare [2] [8] sau cu aprinderea localizată a tiristoarelor (vezi §.2.5.), are următoarele două trăsături distinctive : 1) *„aglomerarea"* curentului anodic la blocarea pe poartă a tiristoarelor *GTO* se produce sub regiunea emitorului de catod n_2 cea mai depărtată de contactul de poartă, în timp ce în tranzistoarele bipolare *„aglomerarea"* curentului are loc sub regiunea emitorului adiacentă contactului de bază ; 2) Constricția curentului anodic în dispozitivele *GTO* este un proces dinamic, asemănător fenomenului de răspîndire a plasmei (conducției) în cursul procesului de amorsare pe poartă al tiristoarelor (vezi §.2.5. și 2.6.), în timp ce *„aglomerarea emitorului"* în tranzistoarele bipolare este un proces cvasi-staționar.

Procesul de constricție al curentului anodic într-o zonă de arie din ce în ce mai redusă se produce în decursul timpului de stocare t_s (figura 1.27.). La sfîrșitul fazei t_s se atinge o dimensiune limită a acestei zone (figura 1.30.b.), denumită **„zonă finală în conducție"** (*„final on-zone"*). Sfîrșitul timpului t_s este astfel marcat de îndepărtarea completă a sarcinii electrice în exces din bază p_2, stocată în acest strat în cursul conducției directe, precum și de *„strangularea"* curentului anodic în *„zona finală de conducție"* (figura 1.30.b.). Viteza de constricție a curentului anodic în cursul fazei t_s și dimensiunile *„zonei finale în conducție"* la începutul fazei t_f depind de geometriile verticale și orizontală ale dispozitivelor *GTO*, precum și de parametrii impulsului de comandă (I_{GRM}, t_{gr}, di_{GF}/dt). Dacă dimensiunile finale ale zonei de conducție sînt reduse, iar puterea disipată în cursul fazei t_f este ridicată, atunci se produce o supraîncălzire a structurii *pnpn*, asociată creșterii localizate a densității curentului anodic. În condițiile creșterii rapide a tensiunii anodice (figura 1.27.c.), densitatea ridicată a curentului în zona finală de conducție poate induce distrugerea electrotermică a dispozitivelor *GTO*.

Extragerea laterală a curentului de poartă din baza p_2 și constricția curentului anodic sînt fenomene interdependente. Astfel, creșterea amplitudinii curentului de poartă I_{GRM} micșorează durata fazei t_s, întrucît determină creșterea ratei de extragere a sarcinii excedentare din baza p_2, mărind și viteza de constricție a curentului anodic. Constricția mai rapidă a curentului anodic conduce implicit la creșterea vitezei de ieșire din conducție a zonelor adiacente porții, ceea ce mărește rezistența laterală a bazei p_2 dintre frontiera externă instantanee a conducției curentului și terminalul de poartă (figura 1.29.). Ca urmare, căderea de tensiune pe rezistența laterală R_{p2} crește rapid în decursul fazei t_s, afectînd însuși fenomenul de constricție al curentului anodic. Într-o aproximație cvasi-statică, căderea de tensiune ohmică *maximă* în baza p_2 pentru $I_{GRM} = const.$ se obține în momentul t_s, adică atunci cînd întregul curent anodic este „*strangulat*“ în „*zona finală de conducție*“. Acest fenomen se explică prin faptul că rezistența laterală $R_{p2}(t)$ a bazei p_2, dependentă de timp și „văzută“ de frontiera externă a „*zonei finale de conducție*“ înspre contactul de poartă, este maximă în momentul t_s.

Din cele prezentate, rezultă următoarele **concluzii importante :**

a) Valoarea curentului I_{GR} extras pe poartă este limitată de tensiunea de străpungere BV_{GK} a joncțiunii poartă (p_2) — catod (n_2).

b) În decursul fazei de stocare t_s, rezistența laterală R_{p2} a bazei p_2, „văzută“ de frontiera externă a zonei de conducție a curentului anodic înspre terminalul de poartă (G), crește în timp (figura 1.29.). Valoarea acestei rezistențe este maximă la sfîrșitul timpului t_s, cînd curentul anodic prin dispozitiv este constrîns în „*zona finală de conducție*“ (figura 1.30.*b*.).

c) Întrucît în cursul fazei t_s curentul anodic prin dispozitiv este practic constant (figura 1.27.*a*.), densitatea acestuia în momentul $t = t_s$ atinge valori extrem de ridicate : curgerea întregului curent este asigurată doar de „*zona finală în conducție*“, avînd dimensiuni reduse (figura 1.30.*b*.). Supraîncălzirea dispozitivului în cursul fazei t_f (figura 1.27.), cînd tensiunea pe dispozitiv crește rapid, poate conduce la distrugerea tiristoarelor *GTO*.

d) Sensul căderii de tensiune induse de curentul I_{GR} pe rezistența laterală R_{p2} a bazei p_2 (figura 1.29.) asigură polarizarea în direct a joncțiunii $p_2 - n_2$ la frontiera externă instantanee a zonei de conducție a curentului anodic. Această polarizare contribuie la facilitarea conducției directe a dispozitivului în decursul procesului de blocare.

e) Mărirea curentului I_{GR}, deci a ratei de evacuare a sarcinii excedentare din baza p_2, are ca efect creșterea vitezei de constricție a curentului anodic și micșorarea timpului de stocare t_s.

1.4.6. Parametrii specifici ai tiristoarelor *GTO*

Tiristorul *GTO* are următorii parametri specifici procesului de blocare pe poartă (figura 1.31.) :

1) **Curentul anodic maxim controlabil de poartă** în regim nerepetitiv („*peak non-repetitive controllable anode current*“ sau „*peak non-repetitive controllable on-state current*“) I_{TQM} (sau I_{ATO}) este valoarea maximă a curentului în conducție directă care poate fi întreruptă fiabil prin comanda pe poartă într-un singur ciclu „*ON/OFF*“ al tiristorului *GTO* (*regim nerepetitiv*). Valoarea parametrului I_{TQM} este limitată — pentru un anumit tip de tiristor *GTO* (de arie și capsulă date)— de fenomenele bidimensionale care au loc în structura *pnpn* în timpul procesului tranzitoriu de blocare: străpungerea joncțiunii poartă-

catod, constricția zonei de conducție a curentului anodic (vezi §.1.4.5.), precum și de rata tensiunii anodice reaplicate (dV_D/dt) la sfîrșitul perioadei de stingere (figura 1.31.). Valoarea acestui parametru se specifică pentru temperatura joncțiunii $T_{vj} = 125°C$ și o valoare finală V_{FB} a tensiunii anodice de $V_D = 2/3\ V_{DRM}$.

2) **Curentul anodic maxim controlabil de poartă în mod repetitiv** („*peak repetitive controllable on-state current*") I_{TQRM} este valoarea maximă a curentului în conducție directă care poate fi întreruptă fiabil în mod *repetitiv* prin aplicarea semnelor negative de comandă pe poartă. Parametrul I_{TQRM} se referă la un regim staționar de funcționare al tiristorului *GTO* în regim „*ON/OFF*". Curentul I_{TQRM} este specificat în aceleași condiții ca și I_{TQM} menționîndu-se totodată frecvența f de comutare a tiristorului. Pe lîngă factorii limitativi menționați pentru I_{TQM}, parametrul I_{TQRM} este afectat de pierderile în comutație ale dispozitivului și de fenomenele electrotermice care le însoțesc. Datorită acestor limitări adiționale, valoarea parametrului I_{TQRM} este, de regulă, mult inferioară (uneori chiar de două ori) față de curentul I_{TQM}.

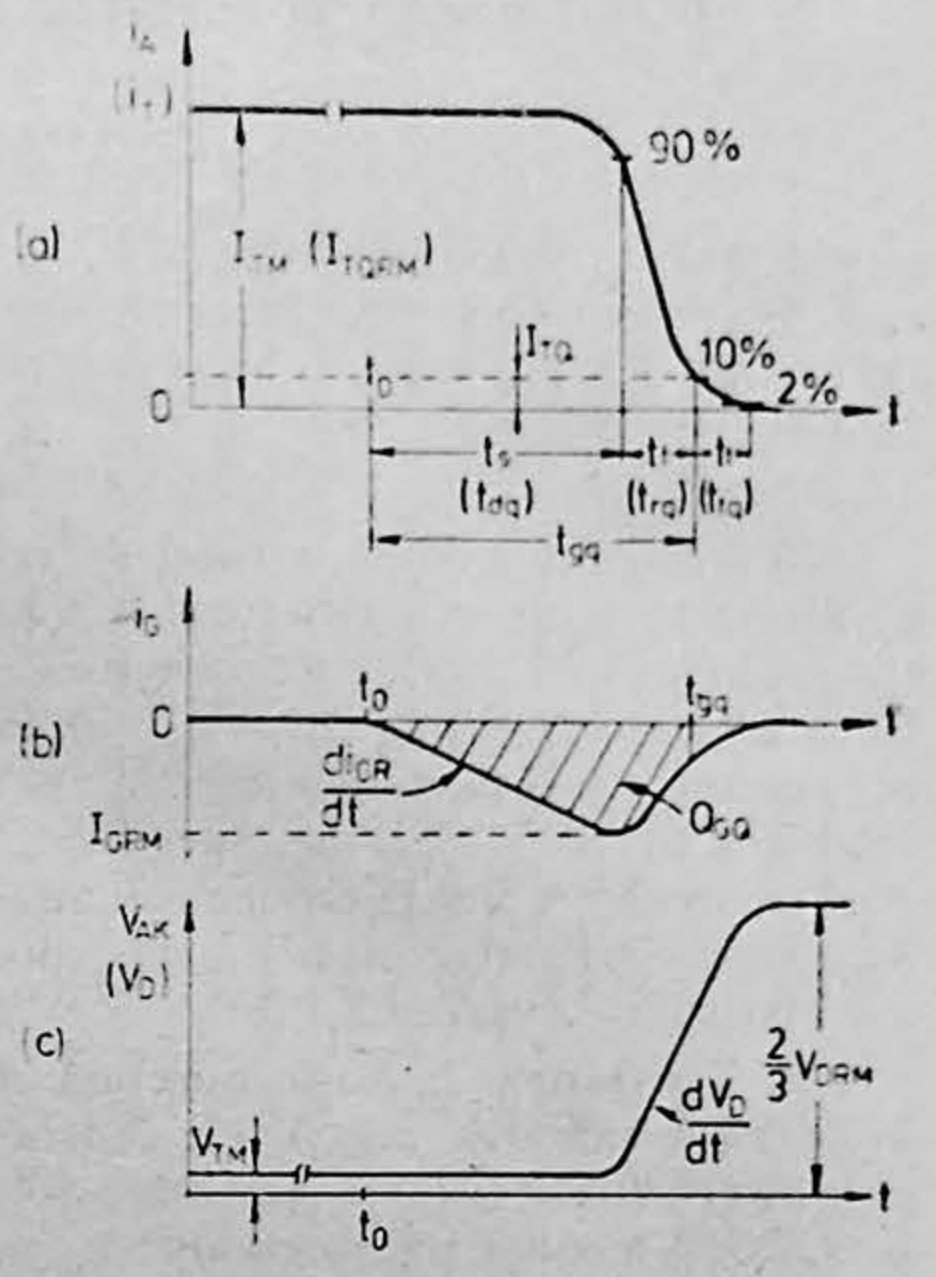


Fig. 1.31. Formele de undă ale curentului anodic (*a*), curentului de poartă (*b*) și tensiunii anodice (*c*), ilustrate în scopul definirii parametrilor principali ai procesului de blocare pe poartă a tiristoarelor *GTO*.

3) **Timpul de blocare** t_{gq} și componentele t_s, t_f, t_t (figura 1.31.) ale procesului de stingere pe poartă se specifică, de regulă, pentru un curent anodic egal cu I_{TQRM} și la o temperatură a joncțiunii $T_{vj} = 125°C$.

Adesea se utilizează notațiile: t_{dq} pentru t_s; t_{rq} pentru t_f, t_{tq} pentru t_t.

4) **Sarcina stocată** Q_{GQ} (aria haşurată în figura 1.31.*b*.) este valoarea sarcinii electrice extrase pe poartă în decursul timpului t_{gq}.

5) Valoarea curentului prin dispozitiv (I_{TQ}) la sfîrșitul timpului de blocare t_{gq} (figura 1.31.). Acest parametru este important în cazul funcționării pe sarcini inductive.

6) **Cîștigul operațional în curent la blocare** („*operational turn-off gain*") G_{off}:

$$G_{off} = \frac{I_{TQRM}}{I_{GRM}} \qquad (1.22.)$$

definit ca raportul dintre curentul anodic maxim controlabil de poartă în mod repetitiv I_{TQRM} (curentul de ieșire) și amplitudinea I_{GRM} a curentului de intrare (de poartă). Timpii t_s, t_f și t_t (figura 1.31.) sînt, specificați, de regulă, pentru această valoare a cîștigului G_{off}. Factorul G_{off} se recomandă a fi utilizat în aplicațiile concrete ale fiecărui tip de tiristor *GTO* pentru a se obține o comutare rapidă și fiabilă a dispozitivelor.

7) **Cîştigul maxim în curent la blocare** (*„peak turn-off gain“*) $G_{off(max.)}$:

$$G_{off(max.)} = \frac{i_T}{I_{GRM\ min}} \qquad (1.23.)$$

este definit la valoarea minimă $I_{GRM\ min}$ a amplitudinii curentului de poartă care mai poate asigura întreruperea curentului anodic i_T prin dispozitiv. De regulă, $G_{off\ (max)}$ se defineşte pentru $i_T = I_{TQRM}$. Utilizarea tiristorului *GTO* la un cîştig maxim în curent $G_{off(max)}$ conduce inerent la creşterea timpului de stingere (t_{gq}), în principal datorită creşterii componentei de stocare t_s.

8) **Valoarea critică a ratei de creştere a tensiunii de blocare reaplicate în direct** la stingerea tiristorului *GTO* (*„critical rate of rise of re-applied off-state voltage“*) dV_D/dt_{cr} este valoarea maximă a rampei dV_D/dt (figura 1.31.*c*.) la care poate fi supus dispozitivul în timpul procesului de blocare. Depăşirea acestei valori poate conduce la distrugerea electrotermică a tiristorului *GTO*. Parametrul (dV_D/dt_{cr}) se specifică la temperatura joncţiunii $T_{vj} = 125°C$ pentru o valoare finală a tensiunii anodice reaplicate în direct $V_D = 2/3\ V_{DRM}$. Valoarea parametrului $(dV_D/dt)_{cr}$ poate fi egală cu *„capabilitatea în dV/dt“* a tiristorului (vezi §.2.4.3.).

9. **Tensiunea inversă maximă de poartă** (*„peak reverse gate voltage“*) V_{GRM} este valoarea maximă a tensiunii negative care poate fi aplicată între poartă şi catod („—“ pe poartă „+“ pe catod) în vederea blocării tiristorului *GTO*. Valoarea parametrului V_{RGM} este determinată de tensiunea de străpungere poartă-catod BV_{GK}, care are valori între 7 V şi 20 V (vezi §.2.2. şi §.3.2.).

10. $\mathbf{V_{GRM}}$ şi $\mathbf{I_{GRM}}$ (figura 1.31.*b*.) sînt valorile maxime ale tensiunii şi curentului de poartă într-o aplicaţie dată.

11) **Rata de creştere a curentului invers de poartă** (*„rate of rise of the reverse gate current“*) di_{GR}/dt (în $A/\mu s$) este viteza de creştere (cvasi-liniară) a curentului negativ de poartă de la valoarea zero la $i_{GR} = I_{GRM}$ (figura 1.31.*b*.). Valorile tipice ale parametrului di_{GR}/dt sînt cuprinse între 1 $A/\mu s$ şi 30 $A/\mu s$. Mărirea ratei d_{GR}/dt la blocarea pe poartă a unui tiristor *GTO* conduce la micşorarea substanţială a fazei t_s.

1.5. CONCEPTE FIZICE ŞI TEHNOLOGICE FUNDAMENTALE

Performanţele unui tiristor *GTO* depind de structura verticală a dispozitivului (grosimea şi dopajul cu impurităţi a straturilor semiconductoare constitutive), de configuraţia geometriei poartă-catod (aşa-numita *„geometrie superficială“*) şi de parametrii termici. Structura verticală determină tensiunile maxime de blocare ale dispozitivului şi dictează — prin intermediul celor doi factori de cîştig în curent (α_{pnp} şi α_{npn}) — caracteristicile dinamice de amorsare şi blocare ale tiristorului. Parametrii geometrici poartă-catod au o importanţă deosebită în asigurarea unei rate înalte de evacuare a curentului pe poartă în timpul procesului tranzitoriu de blocare. Timpul de viaţă al purtătorilor joacă un rol esenţial în micşorarea duratei procesului de blocare şi afectează valorile parametrilor electrici principali ai dispozitivului. Parametrii termici ai capsulei controlează nivelul de putere comutat de tiristor. Excursiile de temperatură ale plachetei semiconductoare afectează fiabilitatea electrotermică a dispozitivului. Aceşti factori pun limitări fundamentale asupra funcţionării şi performanţelor tiristoarelor *GTO* [2] [5] [7] [11] — [13].

1.5.1. Structura verticală a tiristoarelor

Tiristoarele de putere au o **configurație verticală** (vezi figura 1.30), caracterizată prin faptul că **anodul și catodul se află pe fețele opuse ale structurii din siliciu.** Ca urmare, structura *pnpn* poartă denumirea de *„geometrie verticală"* a tiristorului. Poarta (*G*) și catodul (*K*) se află locate pe aceeași parte a plachetei de siliciu (figura 1.30.), formînd ceea ce se numește *„geometria orizontală"* (sau *„superficială"*) a dispozitivului. Ambele geometrii concură la determinarea parametrilor specifici ai tiristoarelor *GTO* (vezi §.1.4.6., §.3.2. și Capitolul 4).

Structura de bază (*pnpn*) a tiristoarelor moderne (figura 1.32.) se realizează în prezent prin difuzia la temperaturi înalte (1 100°C...1 250°C) a impurităților acceptoare (de tip *p*), respectiv donoare (de tip *n*), utilizîndu-se ca substrat (semiconductor inițial) plachete de siliciu de tip *n*, uniform dopate cu impurități donoare (vezi §.3.1. și §.3.3.). Rezistivitatea plachetelor de tip *n* este relativ ridicată, avînd valori tipice de $\rho_n = 85...100$ ohm·cm., ceea ce corespunde unei concentrații de impurități donoare de $N_{D1} = 6 \cdot 10^{13}... ...2 \cdot 10^{14}$ atomi/cm^3.

Rezistivitatea și grosimea plachetei din siliciu sînt determinate de valorile prestabilite ale tensiunilor înalte de blocare în direct/invers ale tiristoarelor (vezi §.2.2. și §.2.3.). Structura *pnp* a tiristoarelor (figura 1.32.) se realizează prin doparea ambelor fețe ale plachetei de siliciu *n* cu impurități acceptoare : galiu (*Ga*), aluminiu (*Al*) sau bor (*B*)*. Stratul n$^+$ de catod se

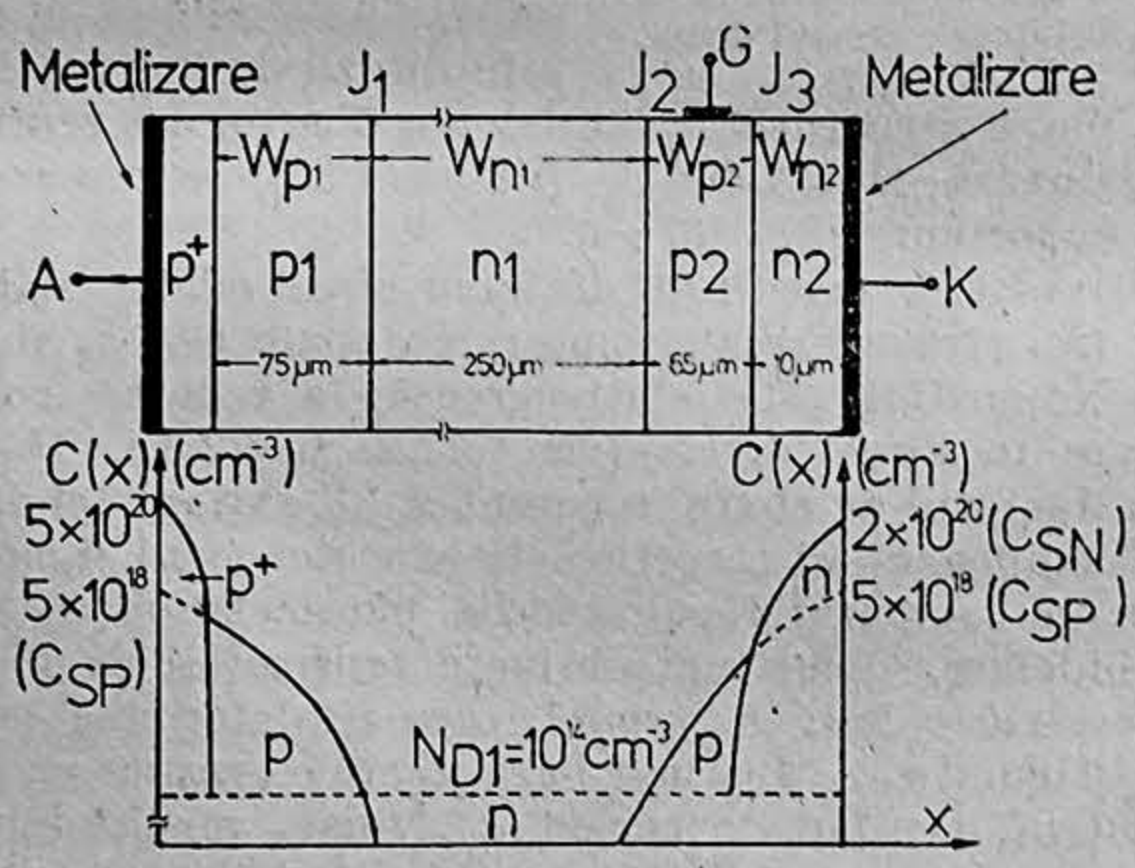


Fig. 1.32. Configurația verticală tipică a unui tiristor avînd tensiuni de blocare în direct și în invers de ≃ 2 000 V, cu indicarea grosimii tuturor straturilor semiconductoare, a distribuției de impurități în structura *pnpn* și a concentrațiilor de impurități la suprafața straturilor difuzate.

---

* În comparație cu siliciul, care este tetravalent (figura 1.33), impuritățile acceptoare (*Ga, Al, B*) sînt elemente trivalente. Introduse în rețeaua cristalină a siliciului, elementele trivalente pot „accepta" un electron pe locul vacant din ultimul lor strat de valență, alterînd astfel tipul de conductivitate al semiconductorului „gazdă". Impuritățile pentavalente „donează" electronul disponibil de pe ultimul lor strat de valență.

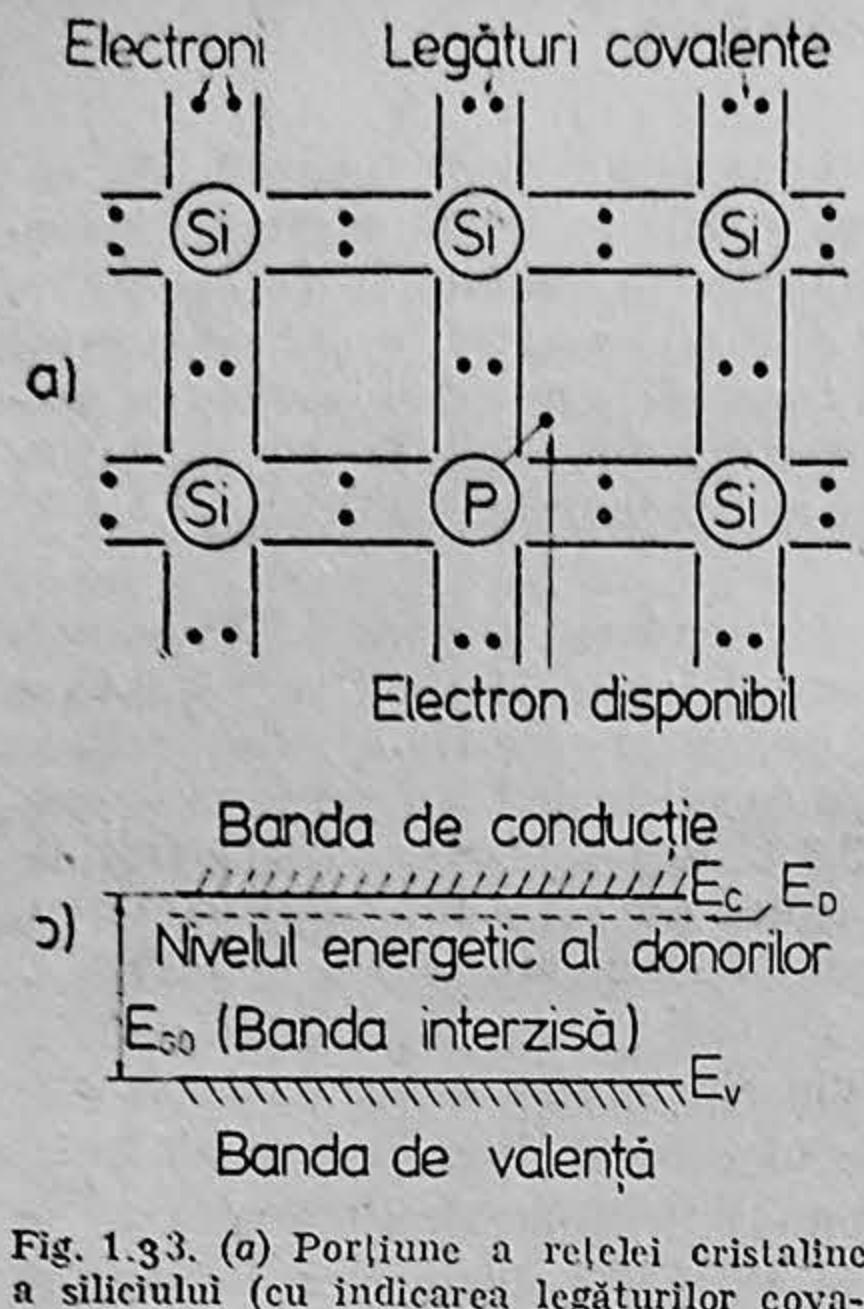


Fig. 1.33. (*a*) Porțiune a rețelei cristaline a siliciului (cu indicarea legăturilor covalente dintre atomi), în care un atom donor (fosfor) a înlocuit un atom de siliciu: (*b*) poziția nivelului energetic introdus în banda interzisă a siliciului de atomul donor.

realizează prin difuzia impurităților donoare pe una din fețele structurii *pnp* utilizîndu-se în acest scop fosforul (*P*) sau arsenicul (*As*). Energia de ionizare a impurităților acceptoare și donoare este redusă (~0,05 eV) în comparație cu lățimea benzii interzise a siliciului E_{Go}, care are valoarea de 1,12 eV la 300 K (figura 1.33.).

Atașarea terminalului de anod (*A*) necesită formarea unui contact *ohmic* (*neredresor*) între metalizarea corespunzătoare și stratul de siliciu p_1 (figura 1.32.). Acest contact ohmic se realizează prin intermediul unui strat subțire de tip *p*, puternic dopat cu impurități acceptoare (p^+), plasat între emitorul p_1 și metalizarea de anod. Contactul ohmic de anod se implementează, de regulă, prin alierea unui strat subțire de aluminiu, puternic dopat (p^+), pe emitorul p_1. În vederea atașării electrodului de poartă (*G*), contactul ohmic la stratul p_2 se realizează prin difuzii de bor (vezi §.3.3.3.5.).

Din examinarea structurii tipice a unui tiristor cu tensiuni de blocare în direct și în invers de ~2 000 V (figura 1.32), se remarcă următoarele **particularități importante** [2]—[6] :

a) Dispozitivul este constituit dintr-un strat relativ slab dopat cu impurități (n_1) și trei straturi relativ puternic dopate (p_1, p_2 și n_2)*. Baza n_1, slab dopată cu impurități, este relativ groasă, în vederea „susținerii" tensiunilor de blocare în direct/invers (vezi §.2.2. și §.2.3.). Datorită grosimii mari a bazei n_1, factorul de cîștig în curent α_{pnp}, obținut tehnologic, al tranzistorului *pnp* component al structurii tiristorului (vezi figura 1.22.), are o valoare redusă în comparație cu valorile parametrului α, înregistrate în tranzistoarele bipolare. Obiectivul obținerii tensiunilor înalte de blocare în direct/invers reclamă o bază n_1 groasă, ceea ce determină însă diminuarea pronunțată a cîștigului α_{pnp}. Întrucît baza p_2 are o grosime cu mult inferioară celei a stratului n_1, cîștigul de curent α_{npn}, care rezultă tehnologic pentru tranzistorul *npn* component al structurii tiristorului este mai mare decît factorul α_{pnp} al tranzistorului *pnp* ($\alpha_{npn} > \alpha_{pnp}$, vezi figura 1.22.).

b) Existența stratului n_1 de grosime și rezistivitate ridicate determină o cădere de tensiune de natură *ohmică* pe tiristoarele aflate în conducție directă (vezi §.2.7. și §.2.8.).

c) La concentrații ale impurităților de peste ~ 10^{18} atomi/cm^3 (cm^{-3}), tipice pentru straturile p_1, p_2, n_2, procesele din dispozitive sînt supuse *efectelor de dopaj puternic* (vezi §.1.5.2,4.).

---

* Straturile puternic dopate cu impurități, acceptoare sau donoare, sînt notate în continuare cu p^+, respectiv n^+.

d) Straturile de tip p au o grosime relativ mare, adică joncțiunile J_1 și J_2 sînt relativ adînci (față de contactul de anod, respectiv de catod). Datorită acestor particularități, profilurile de impurități în straturile p_1 și p_2 se aseamănă cu cele ale unei joncțiuni liniar-gradate care, de regulă, are o tensiune de străpungere superioară celei a joncțiunii abrupte (vezi §.3.5.3.). În abordări de prim ordin, joncțiunile unui tiristor se consideră a fi abrupte și asimetrice (vezi §.2.2. și §.2.3.).

Pentru tiristoarele capabile de a bloca tensiuni de peste 1 000 V valoarea tipică a densității curentului anodic nominal în starea de conducție directă („*ON*") este de aproximativ ~ 100 A/cm^2. Aceasta înseamnă că sporirea capabilității în curent ca unui tiristor cu 100 A necesită o arie suplimentară efectivă de 1 cm^2 de siliciu. Tiristoarele de mare putere, avînd curenți medii ($I_{T(AV)}$) de ordinul 1...5 kA, sînt fabricate în prezent pe plachete din siliciu cu diametre de 2 *inch* ($\sim$ 51 mm) și 3 *inch* ($\sim$ 76 mm). Realizarea tiristoarelor pe plachete din siliciu de diametre mari pune în mod acut problema **neomogenităților de arie*** („*areal inhomogeneities*"), adică a anizotropiilor axiale și transversale ale structurii semiconductoare. Neomogenitățile de arie se manifestă în principal prin neuniformitatea proprietăților de material (siliciu) în planul orizontal al structurilor *pnpn* finite.

Tiristoarele de putere se realizează în prezent cu poartă (G) centrală și simetrie radială (vezi, de exemplu, figurile 2.18. și 2.25.). Structurile *pnpn* cu configurație rectangulară (figurile 2.22. și 2.24.*a*.) sînt utilizate cu precădere în realizarea tiristoarelor de medie putere.

1.5.2. Proprietăți/parametri de material

1.5.2.1. Mobilitatea purtătorilor

Mobilitatea μ este o măsură a vitezei medii a purtătorilor de sarcină (electroni și goluri) în prezența cîmpului electric **E**. Prin definiție, valoarea mobilității μ este dată de raportul dintre viteza medie de drift a purtătorilor (v) și cîmpul electric (**E**):

$$\mu = \frac{v\ (\text{cm/s})}{\mathbf{E}\ (\text{V/cm})} \quad [\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}] \tag{1.24.}$$

În siliciul intrinsec, mobilitatea electronilor (μ_n) și a golurilor (μ_p) are valorile $\mu_n = 1\,360$ cm^2/V·s., respectiv $\mu_p = 495$ cm^2/V·s. (la $T = 300$ K). În straturile de siliciu extrinsec, care formează structura *pnpn* a tiristoarelor, mobilitățile μ_n și μ_p depind de: 1) concentrațiile impurităților donoare/acceptoare (N_A/N_D); 2) temperatura T; 3) cîmpul electric **E** (vezi figurile 1.34 — 1.36.).

La temperatura $T = 300$ K și concentrații ale impurităților acceptoare/donoare (N_A/N_D) sub 10^{15} atomi/cm^3, valoarea mobilității purtătorilor în siliciu este practic constantă, adică independentă de nivelul de dopare N_A/N_D (figura 1.34.). Odată cu creșterea concentrației de impurități N_A/N_D peste 10^{15} atomi/cm^3, se accentuează fenomenul de „*împrăștiere*" („*scattering*"), a cărui esență rezidă în interacțiunea (ciocnirea) purtători-

---

* *Neomogenitățile de arie* provin din fluctuațiile statistice zonale ale rezistivității, densității de defecte și stării suprafeței, care sînt extrem de probabile în cazul plachetelor de siliciu de diametre (arii) mari. Diferențieri zonale adiționale în planul transversal apar ca urmare a procesărilor (difuzii, oxidări, corodări).

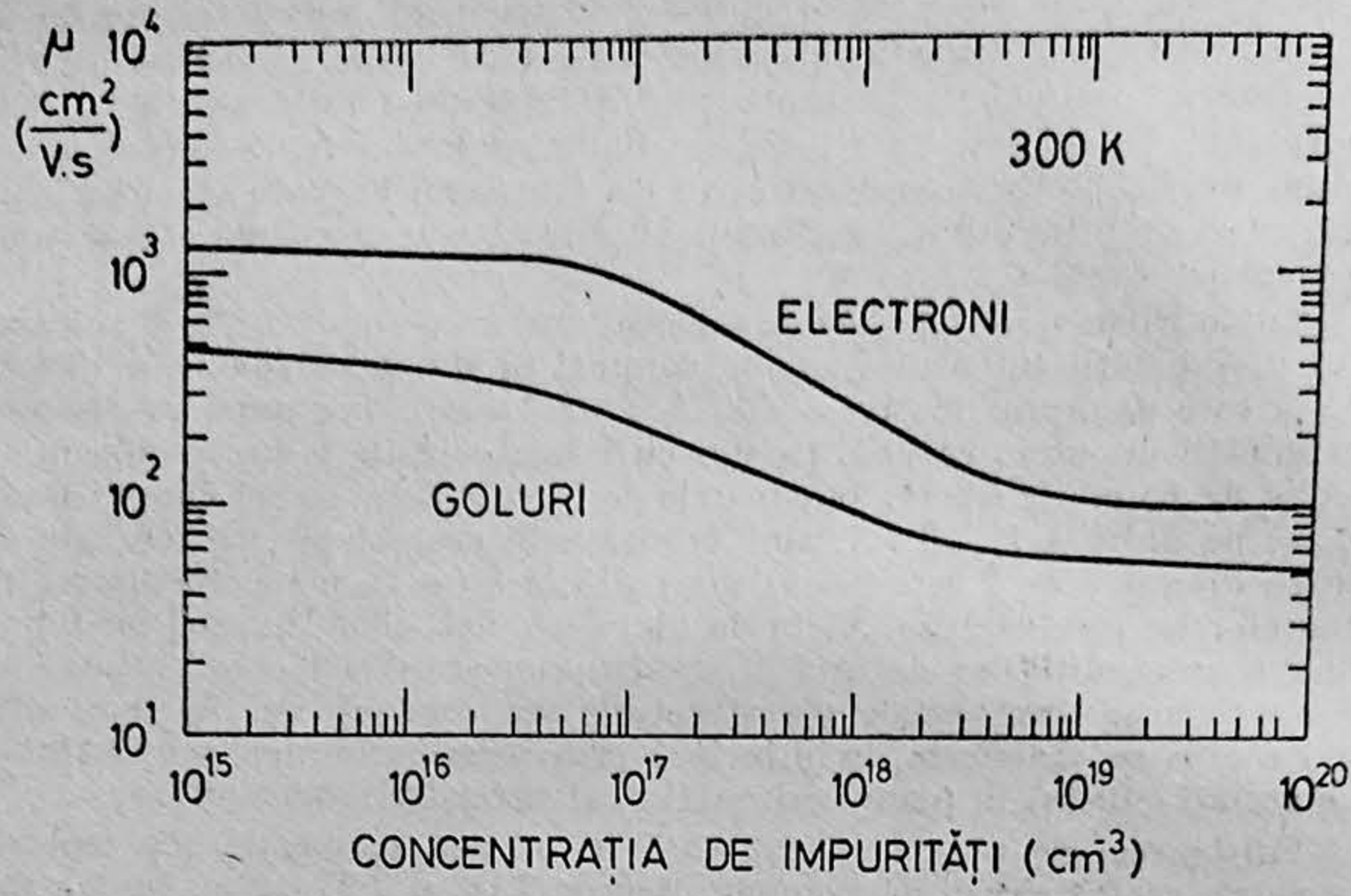


Fig. 1.34. Dependența mobilității electronilor și golurilor de concentrația de impurități în siliciu la temperatura $T = 300$ K.

lor liberi de sarcină cu atomii de impurități. Ca urmare, mobilitățile electronilor (μ_n) și ale golurilor (μ_p) scad monoton odată cu creșterea concentrației de impurități în gama 10^{15} atomi/cm³...10^{19} atomi/cm³. La nivelele de dopare peste 10^{19} cm^{-3}, mobilitatea electronilor μ_n se „saturează" la valoarea de ~ 90 cm²/V·s., devenind practic independentă de concentrația donorilor (N_D), iar mobilitatea golurilor μ_p rămîne constantă la valoarea de ~ 48 cm²/V·s., fiind afectată nesemnificativ de creșterea concentrației acceptorilor (N_A).

Creșterea temperaturii T peste 300 K determină scăderea rapidă a mobilității μ (figura 1.35.). Dependența mobilităților μ_n și μ_p în siliciu de temperatura T(K) în gama de 200 K...500 K se aproximează prin relațiile [15]:

$$\mu_n = 1\,360\ (T/300\ \text{K})^{-2,42} \qquad \mu_p = 495\ (T/300\ \text{K})^{-2,20} \qquad (1.25.)$$

Coeficientul negativ de temperatură al mobilității ($\Delta\mu/\Delta T$) este cu atît mai mare, cu cît concentrația impurităților donoare (N_D) și acceptoare (N_A) în siliciu este mai redusă* (figura 1.35.).

Mobilitățile (μ_n, μ_p) sînt independente de cîmpul electric E pentru valori ale acestuia sub 10^3 V/cm (0,1/Vμm). În consecință, viteza de drift (v) a purtătorilor mobili de sarcină crește proporțional cu valoarea cîmpului E, așa cum rezultă din relația (1.24.). La intensități E de peste 10^4 V/cm, mobilitatea medie a purtătorilor scade rapid odată cu creșterea cîmpului E (figura 1.36.). În cazul intensităților E depășind 10^5 V/cm, mobilitățile sînt invers proporționale cu valoarea cîmpului E ($\mu \sim 1/E$, vezi figura 1.36.). Ca urmare, produsul $\mu \cdot E$ ($= v$) devine practic constant, adică independent de cîmpul E.

* Odată cu creșterea temperaturii, deci a vibrațiilor rețelei cristaline a siliciului, ciocnirile purtătorilor mobili de sarcină cu atomii rețelei capătă o importanță crescîndă. Efectul direct este scăderea mobilității cu temperatura simultan cu reducerea influenței concentrației de impurități ionizate asupra valorii lui μ [8] [14] [15].

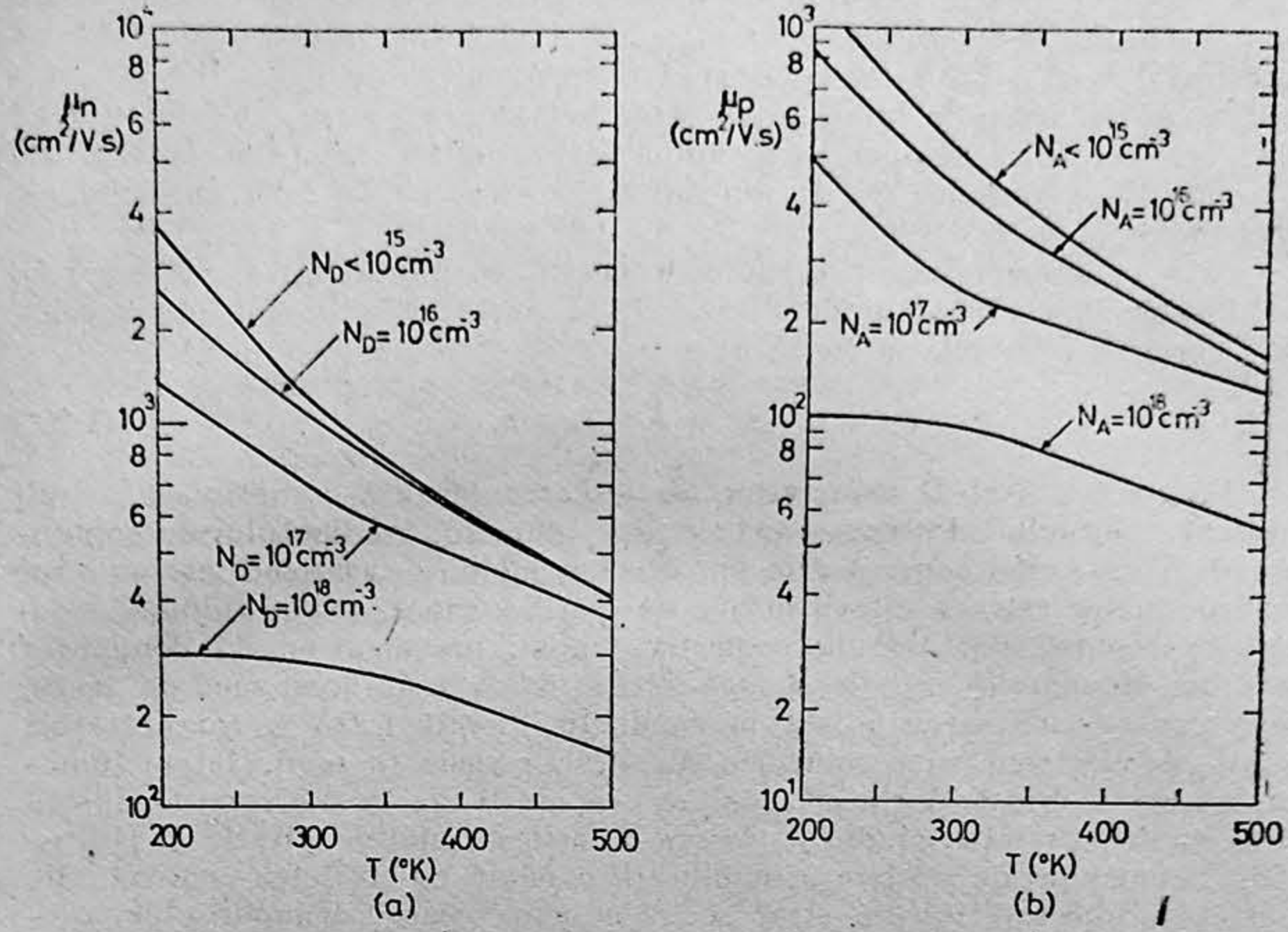


Fig. 1.35. Dependența mobilității electronilor (*a*) și golurilor (*b*) de temperatură și nivelul de dopare cu impurități donoare (N_D), respectiv acceptoare (N_A).

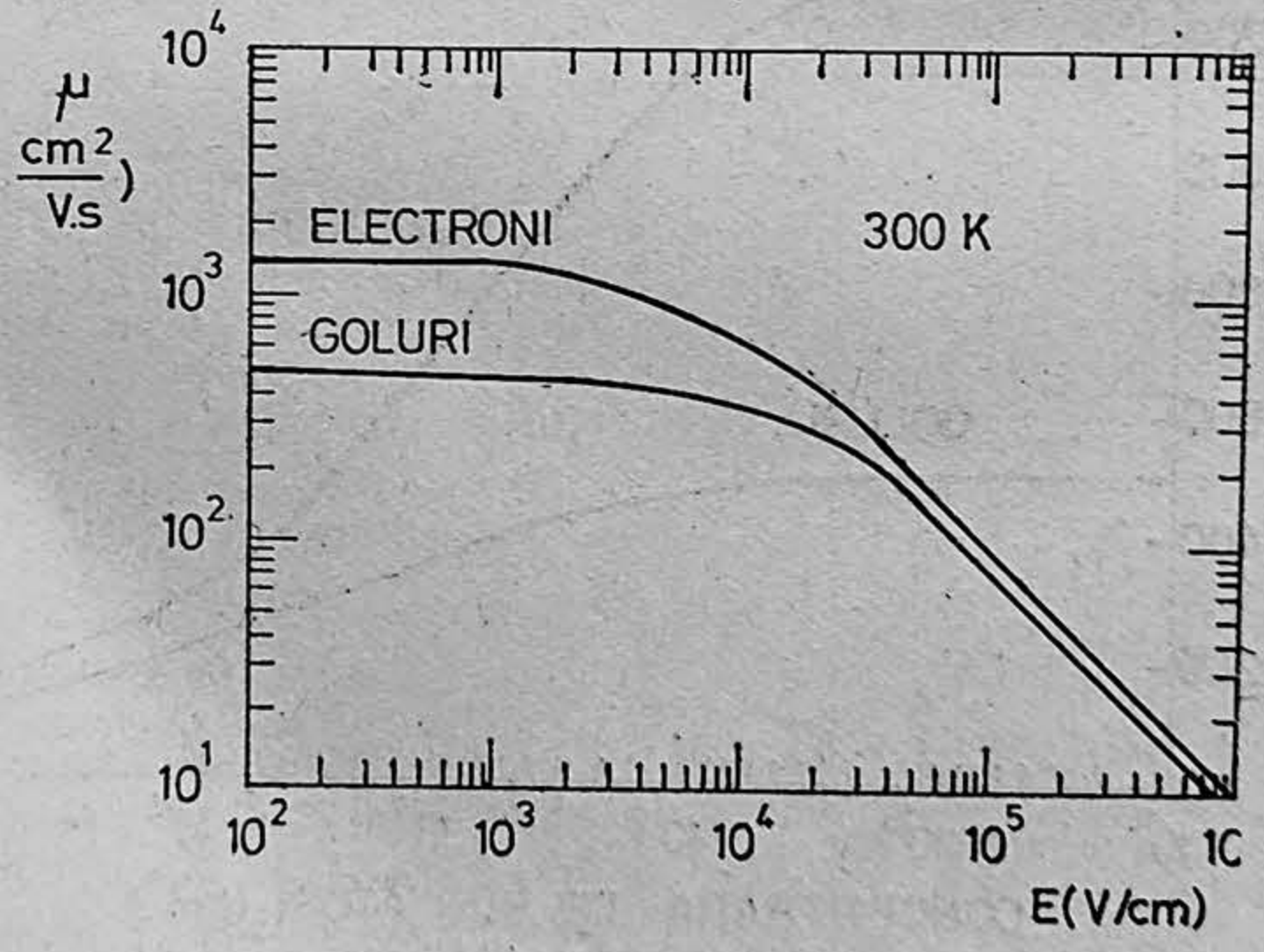


Fig. 1.36. Dependența mobilității medii a electronilor și golurilor de intensitatea cîmpului electric E în siliciu la temperatura $T = 300$ K.

Acest fenomen poartă denumirea de *„saturarea vitezei de drift“* a purtătorilor (*„drift velocity saturation“*). La $T = 300$ K valorile vitezelor de drift saturate sînt de $v_{sn} = 9{,}9 \cdot 10^6$ cm/s pentru electroni și de $v_{sp} = 8{,}4 \cdot 10^6$ cm/s pentru goluri. Valorile vitezelor de drift saturate v_{sn} și v_{sp} în siliciu scad odată cu creșterea temperaturii, după legi similare relațiilor (1.25.). La $T = 500$ K, se produce practic o egalizare a vitezelor de drift saturate ale electronilor și golurilor ($v_{sn} \simeq v_{sp} \simeq 6{,}5 \cdot 10^6$ cm/s) [8] [14] [15].

Într-un semiconductor dopat nedegenerat cu impurități ($< 10^{19}$ cm^{-3}), mobilitatea și coeficientul de difuzie D ai purtătorilor mobili de sarcină sînt corelate prin relația lui *Einstein*:

$$D = \frac{k \cdot T}{q} \mu \qquad (1.26.)$$

Parametrii μ și D caracterizează mișcarea purtătorilor prin *drift* (sub influența cîmpului electric) și prin *difuzie* (datorită gradientului de concentrații). Atunci cînd concentrația purtătorilor mobili de sarcină într-un strat semiconductor este cu cîteva ordine de mărime superioară nivelului de dopare cu impurități al stratului respectiv, regimul prevalent poartă denumirea de *„nivel de mare de injecție“* (*„high-level injection“*). În acest mod de lucru, tipic pentru tiristoarele aflate în conducție directă (*„ON“*), concentrațiile mărite de electroni (n) și goluri (p) sînt practic egale ($n \simeq p$). Interacțiunea coulumbiană dintre purtători conduce în acest caz la scăderea mobilității și — conform relației (1.26.) — la cea a coeficientului de difuzie D [14] — [16]. Fenomenul de scădere a mobilității μ odată cu creșterea cantității de purtători injectați într-un strat semiconductor poartă denumirea de *„împrăștiere pe purtători“* (*„carrier-carrier scattering“*). La concentrații ale purtătorilor de peste 10^{15} cm^{-3}, fenomenul de împrăștiere determină scăderea pronunțată a parametrilor μ și D (figura 1.37.), similară cu cea produsă de

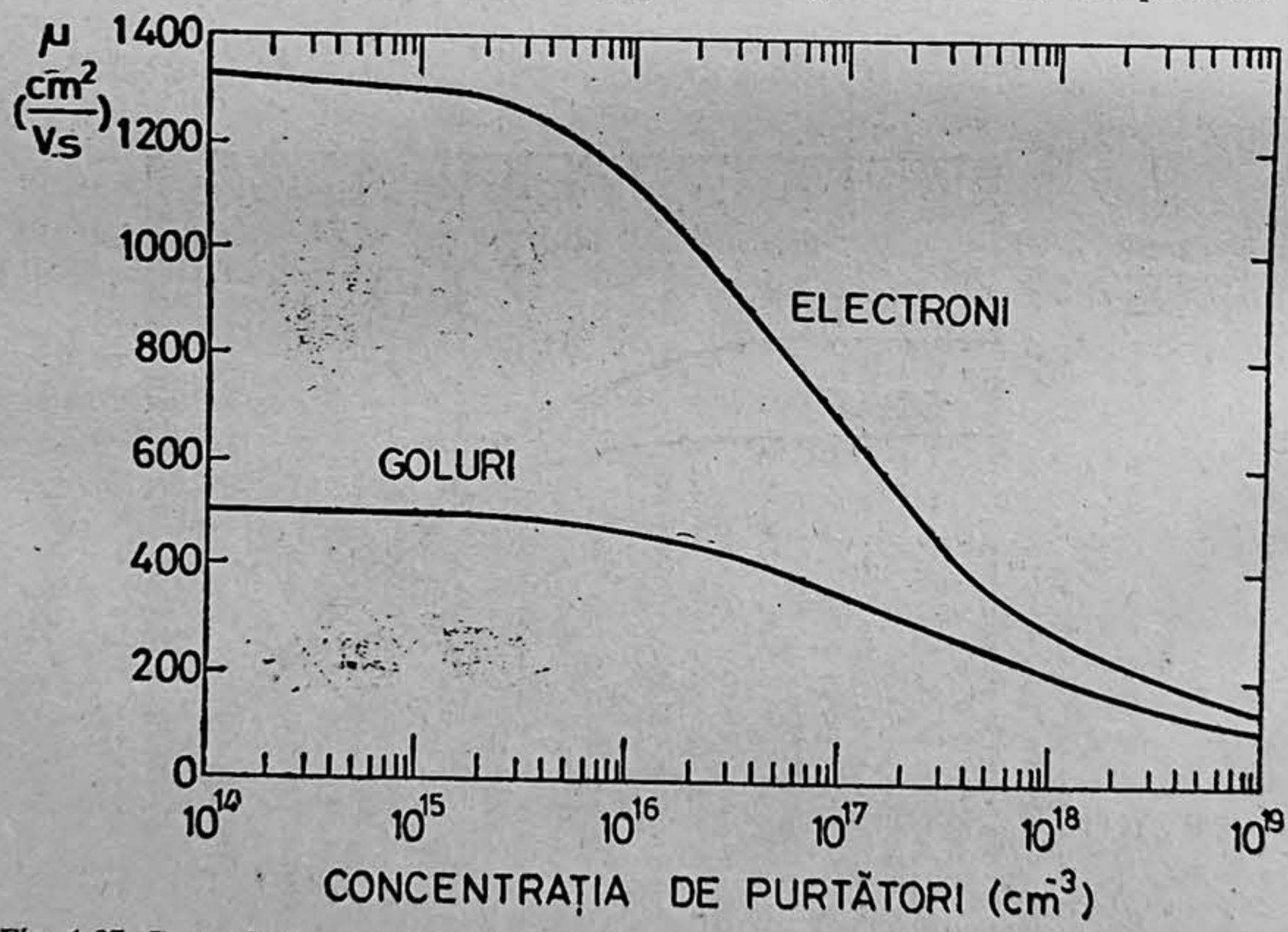


Fig. 1.37. Dependența mobilității (μ) electronilor și golurilor de concentrația purtătorilor mobili de sarcină.

prezența impurităților donoare/acceptoare în siliciu (vezi figura 1.35.). Împrăștierea pe purtători are ca efect creșterea căderii de tensiune în direct pe tiristoare la densități mari de curent (vezi §.2.7. și §.2.8.).

Atunci cînd transportul purtătorilor are loc în proximitarea suprafeței siliciului, împrăștierea suplimentară la suprafața de discontinuitate a semiconductorului determină scăderea mobilității sub valoarea celei din volum* [8] [14] [15].

1.5.2.2. Rezistivitatea straturilor semiconductoare

Rezistivitatea siliciului ρ ($\Omega \cdot cm$) este un parametru important de material, care controlează valorile tensiunilor maxime de blocare în direct/invers, precum și capabilitatea în curent a tiristoarelor de putere. Rezistivitatea ρ corelează densitatea curentului J în semiconductor cu valoarea cîmpului electric aplicat E [5] [8]:

$$E = \rho \cdot J \qquad (1.27.)$$

Valoarea rezistivității este controlată de concentrațiile electronilor liberi din banda de conducție a siliciului și a golurilor mobile din banda de valență, precum și de mobilitatea μ a acestor purtători, definită de relația (1.24.).

În **siliciul de mare puritate (intrinsec)**, concentrațiile purtătorilor liberi de sarcină sînt determinate *exclusiv* de generările termice de perechi electron-gol. Procesul excitării termice, care determină tranziția electronilor din banda de valență în cea de conducție, creează un număr egal de electroni (n) și goluri ($n = p = n_i$). Rezistivitatea intrinsecă a siliciului (ρ_i) este legată de concentrația intrinsecă a purtătorilor (n_i) și de mobilități (μ_n, μ_p), prin relația [5] [8] [14]:

$$\rho_i = \frac{1}{q \cdot n_i \cdot (\mu_n + \mu_p)} \qquad (1.28.)$$

În siliciul intrinsec la $T = 300$ K: $n_i = 1{,}45 \times 10^{10}$ cm^{-3} și $\rho_i = 2{,}5 \times 10^5$ ohm·cm [2] [15]. Creșterea rapidă a concentrației intrinseci cu temperatura T (figura 1.38.) se exprimă analitic prin [2]:

$$n_i = 1{,}69 \times 10^{10} \, (T/300 \text{ K})^{3/2} \cdot e^{-(E_G/2kT)} \qquad (1.29.)$$

unde: E_G este lățimea benzii interzise a siliciului (vezi figura 1.42.). În mod practic, concentrația n_i se dublează la fiecare 11°C de creștere a temperaturii [2]. Concentrația n_i este practic funcție numai de temperatură (figura 1.38.) pînă la un

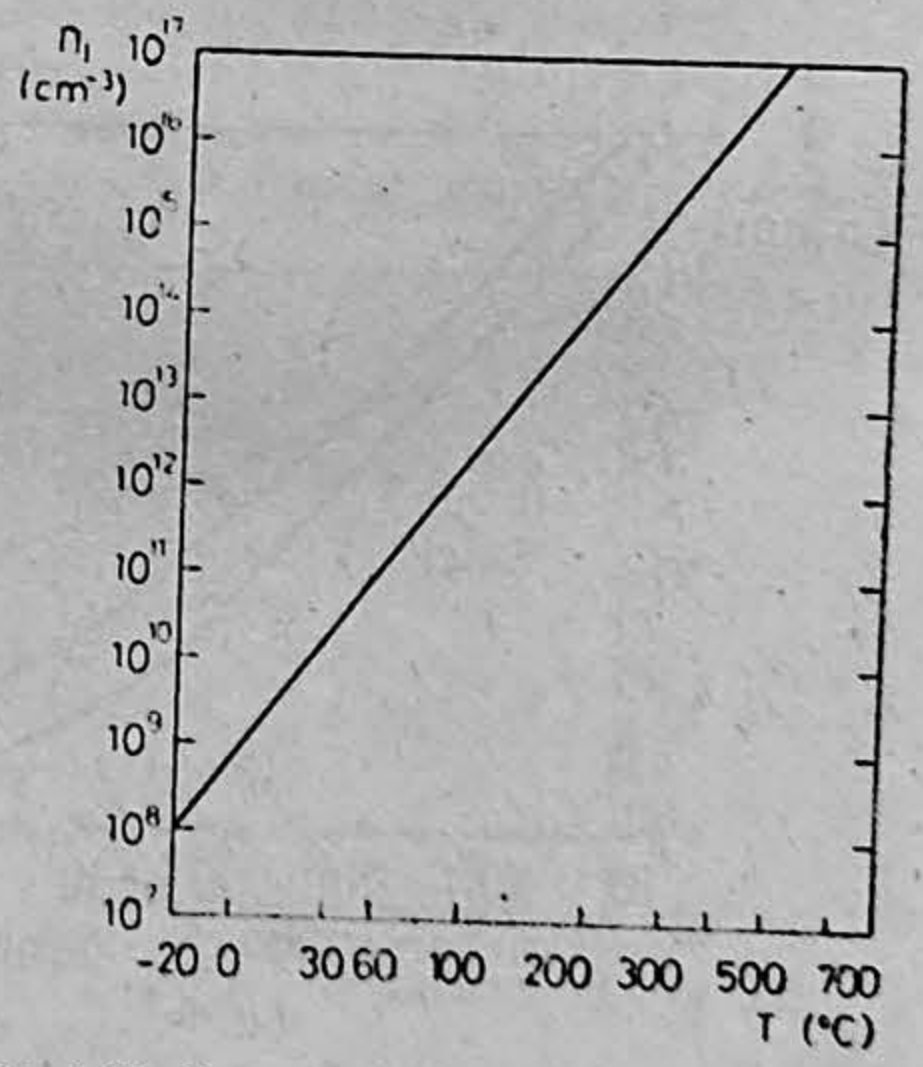


Fig. 1.38. Concentrația intrinsecă în siliciu n_i în funcție de temperatură T.

* Acesta este cazul interfeței $Si - SiO_2$ din structurile *MOS* (vezi § 5.4).

nivel de dopare cu impurități de $\sim 10^{17}$ cm^{-3}. Peste nivelul menționat, se face simțit fenomenul de *„îngustare a benzii interzise"* a siliciului, care favorizează creșterea accentuată a concentrației n_i (vezi §.1.5.2.4.).

Creșterea rapidă a concentrației n_i odată cu creșterea temperaturii contrabalansează scăderea corespunzătoare a mobilităților (figura 1.34.). Ca urmare, rezistivitatea intrinsecă ρ_i scade odată cu creșterea temperaturii după legea [15]:

$$\rho_i = 1{,}75 \times 10^{-7}\ T^{0{,}8} e^{(7{,}02\times 10^3)/T} \qquad (1.30.)$$

valabilă pînă la $T = 700$ K.

Rezistivitatea extrinsecă a siliciului, determinată de prezența impurităților (donoare și/sau accetoare), se exprimă prin:

$$\rho = \frac{1}{q(n \cdot \mu_n + p \cdot \mu_p)} \qquad (1.31.)$$

unde: n este concentrația electronilor liberi (cm^{-3}), egală cu concentrația donorilor ionizați (N_D^+), p este densitatea golurilor mobile (cm^{-3}), determinată de acceptorii ionizați (N_A^+).

Dependența experimentală a rezistivității siliciului de tip n dopat cu fosfor și a celui de tip p dopat cu bor de nivelul concentrațiilor respective de impurități este trasată în figura 1.39. Întrucît $\mu_p < \mu_n$, la aceeași concentrație de impurități, rezistivitatea materialului de tip p este mai mare decît cea a siliciului n [8] [15].

În plachete cu rezistivitatea de peste 50 ohm·cm., utilizate în fabricarea tiristoarelor de putere, mobilitatea purtătorilor este practic independentă de concentrația impurităților (figura 1.35.). Dependența rezistivității siliciului n (ρ_n) de concentrația donorilor (N_D) se exprimă în acest caz prin relația (figura 1.40.):

$$\rho_n = 4{,}596 \times 10^{15}\ N_D^{-1} \qquad (1.32.)$$

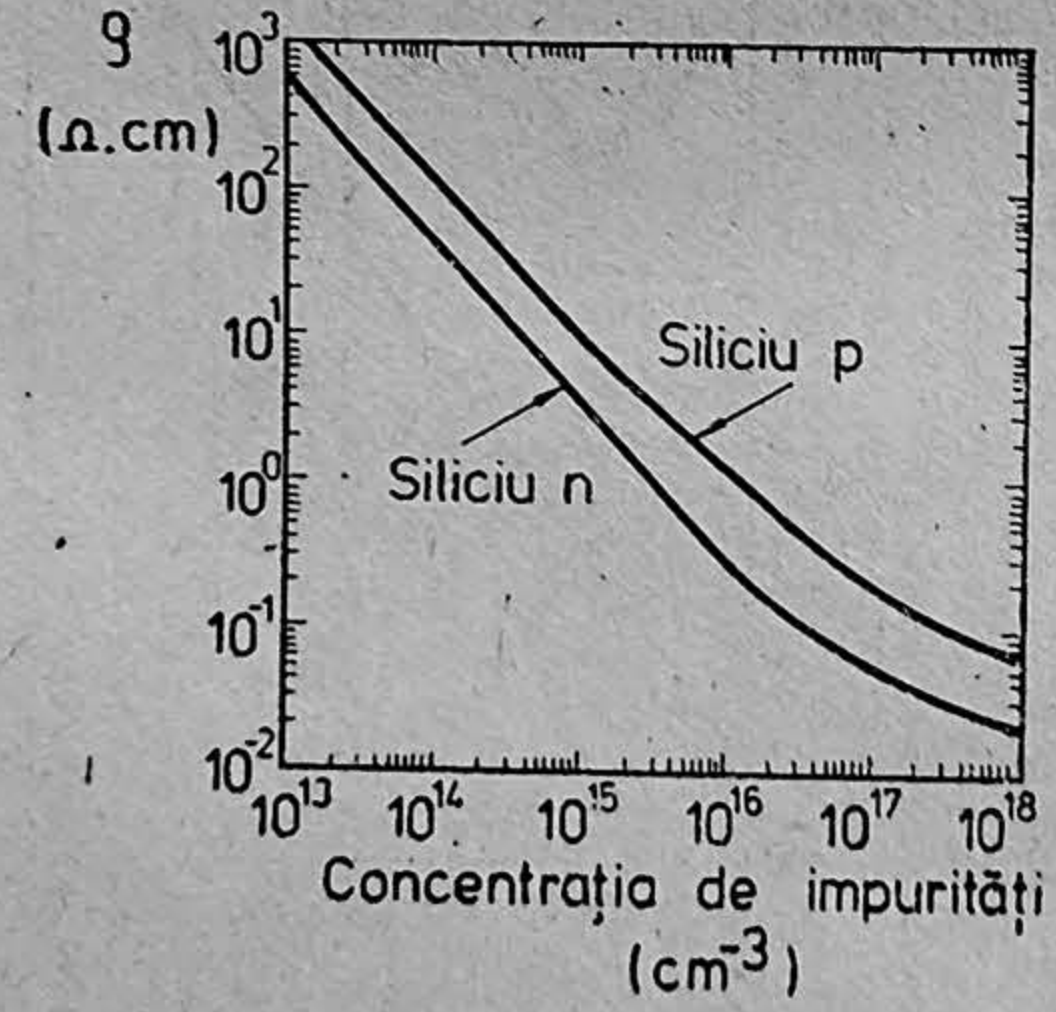


Fig. 1.39. Rezistivitatea siliciului de tip n și p ca funcție de nivelul de dopare cu impurități.

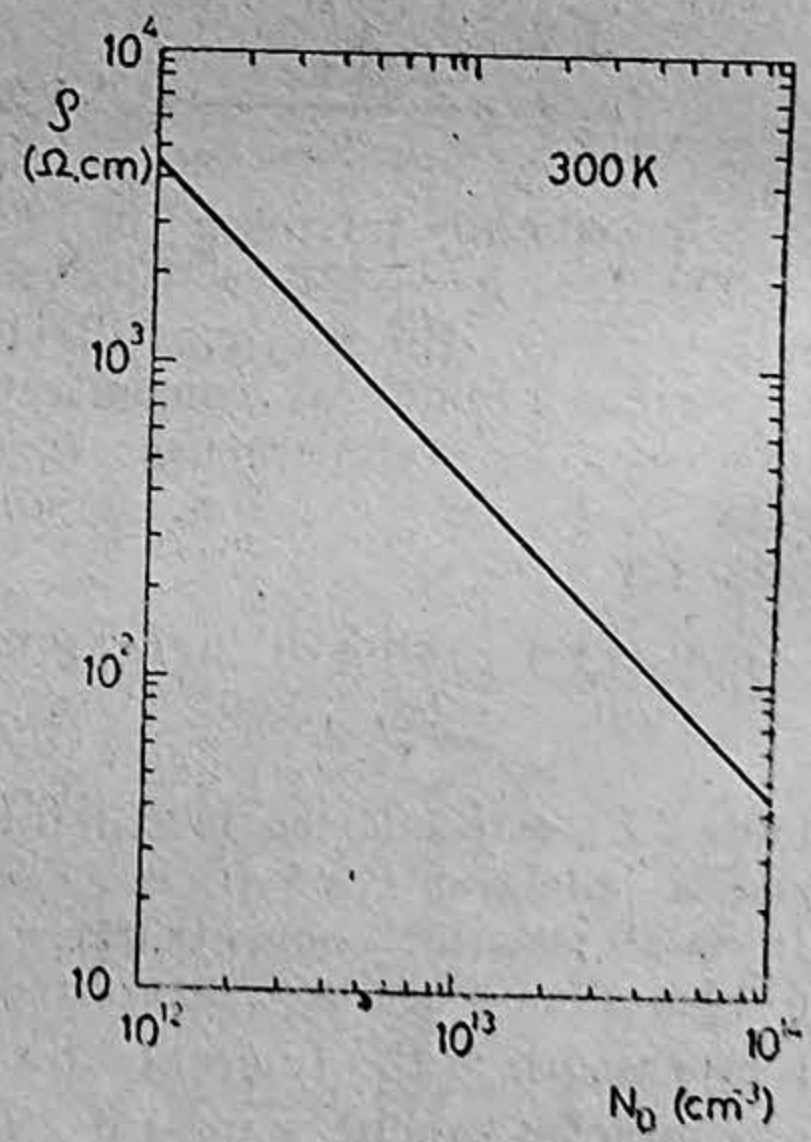


Fig. 1.40. Rezistivitatea substratului de siliciu n utilizat în fabricația tiristoarelor, ca funcție a concentrației de impurități donoare N_D.

care este valabilă pentru $\rho_n > 1$ ohm·cm. [15]. În mod analog, rezistivitatea siliciului $p(\rho_p)$ depinde de concentrația de impurități acceptoare prin relația [15]:

$$\rho_p = 1{,}263 \times 10^{16}\ N_A^{-1} \tag{1.33.}$$

validă în cazul cînd $\rho_p > 3$ ohm·cm.

1.5.2.3. Temperatura intrinsecă

Concentrația intrinsecă n_i are o importanță majoră în determinarea valorii curenților reziduali I_D/I_R, inclusiv a dependenței acestora de temperatură (vezi figura 1.6. și §.2.2., §.2.3.). Concentrația n_i controlează și fiabilitatea electrotermică a tiristoarelor operate la densități mari de curent ($>10^3$ A/cm^2), asociate excursiilor interne de temperatură în limite largi (de exemplu, în starea de conducție directă sau în faza de cădere t_f a procesului de stingere pe poartă a unui *GTO*, vezi §. 2.7.—§.2.9.). Parametrul asociat direct instalării instabilităților electrotermice în structura *pnpn* este **temperatura intrinsecă** T_i, la atingerea căreia concentrația n_i egalează nivelul de dopare cu impurități a stratului semiconductor considerat. Pentru baza n_1 a tiristoarelor, slab dopată cu impurități donoare N_{D1} (vezi figura 1.32.):

$$n_i(T_i) = N_{D1} \tag{1.34.}$$

Valorile temperaturii intrinseci T_i, calculate cu (1.34.) și (1.29.), sînt trasate în figura 1.41. în funcție de concentrația uzuală a impurităților N_{D1} din substratul de siliciu n, utilizat în realizarea tiristoarelor. Se remarcă faptul că, pentru concentrații $N_{D1} \leqslant 6 \times 10^{13}$ cm^{-3}, tipice pentru tiristoare de tensiuni înalte, valorile temperaturii T_i sînt relativ reduse (sub 200°C).

Importanța parametrului T_i rezidă în faptul că atingerea acestei temperaturi în structura de siliciu creează premizele pentru instalarea *instabilității electrotermice* în funcționare și declanșarea procesului de *ambalare termică*, care pot conduce la distrugerea dispozitivelor [2]. Substratul fizic al efectelor menționate îl constituie alimentarea neuniformă a bazei n_1, în plan transversal și longitudinal, cu perechi de purtători generați termic,

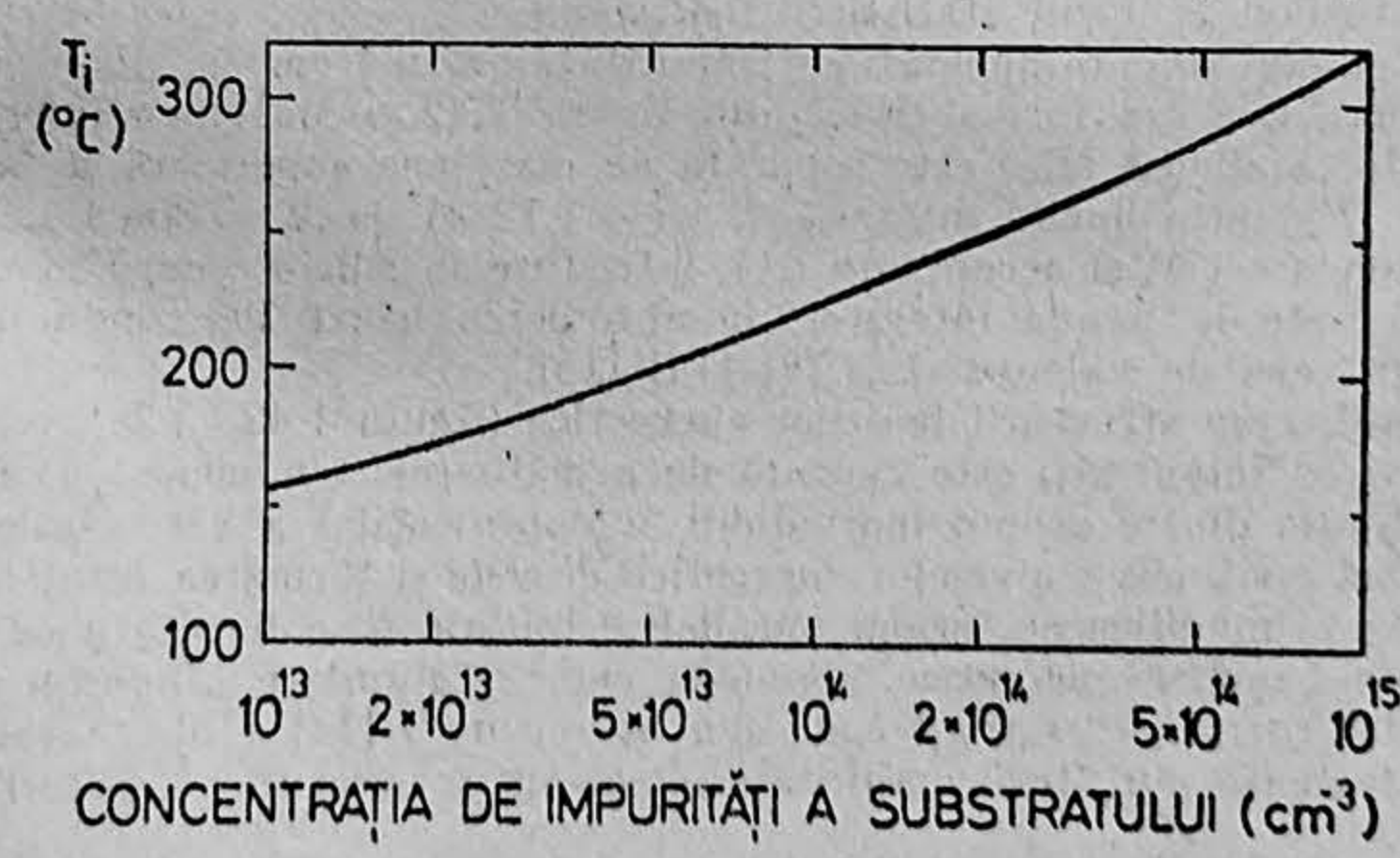


Fig. 1.41. Temperatura intrinsecă a siliciului T_i en funcție a concentrației de impurități în substrat (N_D).

avînd concentrația $n_i = N_{pl}$. Această neomogenitate determină *localizarea* (*filamentarea*) curentului prin dispozitiv în cîteva zone de rezistivitate scăzută, avînd un exces de purtători față de regiunile învecinate. *Aglomerarea* curentului prin structura *pnpn* induce creșterea locală a temperaturii care, la rîndu-i, conduce la creșterea concentrației n_i, deci la scăderea progresivă a rezistivității zonelor de conducție preferențială (denumite „*mesoplasme*“ [2]). La temperaturi depășind pragul T_i, procesele descrise se cuplează într-o **reacție electrotermică pozitivă**, fiind accentuate de scăderea conductivității termice a siliciului cu temperatura (vezi §.1.5.4.). Fenomenul creșterii locale interdependente a curentului și temperaturii este caracteristic *regimului de suprasarcină* (vezi §.2.8.). Caracterul neomogen al alimentării bazei n_1 cu purtători generați termic la temperatura T_i derivă în principal din anizotropii de material (imperfecțiuni/neomogenități structurale sau de dopare cu impurități). Aceste neomogenități sînt inevitabile în tiristoare de diametre (curenți) mari.

1.5.2.4. Fenomene de dopaj puternic

Toate straturile semiconductoare ale tiristoarelor, cu excepția bazei n_1, sînt puternic dopate cu impurități acceptoare și donoare (vezi figura 1.32). Comportamentul dispozitivelor în diferite regimuri de lucru este astfel inerent afectat de ceea ce poartă denumirea generică de „**efecte de dopaj puternic**“ (**HDE** = *heavy-doping effects*“). Fenomenele asociate dopajului puternic cu impurități a straturilor semiconductoare sînt următoarele [2], [8], [14]—[17] :

— **îngustarea benzii interzise a siliciului** (**BGN** = „*band-gap narrowing*“), cu toate consecințele aferente ;

— **recombinarea Auger** (vezi § 1.5.2.5), al cărei rol preponderent se afirmă în urma creșterii probabilității *tranzițiilor bandă-bandă* (banda de conducție-banda de valență) ;

— **ionizarea incompletă a impurităților** din straturile de siliciu ;

— **degenerarea semiconductorului**, tipică pentru concentrații ale impurităților de peste $\sim 10^{19}$ cm^{-3}, care reclamă utilizarea statisticii *Fermi-Dirac* a purtătorilor în locul statisticii *Boltzmann*.

În siliciul dopat moderat cu impurități ($\leqslant 10^{16}$ cm^{-3}), diagrama benzilor energetice are forma tipică din figura 1.42.*a*. Marginea inferioară a benzii de conducție (E_C) este separată de marginea superioară a benzii de valență (E_V) prin banda interzisă E_{GO} ($= 1{,}12$ *eV* la $T = 300$ K). Impuritățile donoare (D) și acceptoare (A), introduse în siliciu, ocupă nivele (poziții) discrete în banda interzisă, în apropierea benzii de conducție (E_D), respectiv celei de valență (E_A) [8] [14] [15].

Modificarea structurii benzilor energetice (figura 1.42.*b*.) la nivele mari de dopaj cu impurități este cauzată de următoarele fenomene : 1) micșorarea distanței dintre atomii individuali ai impurităților a căror interacțiune determină contopirea nivelelor energetice *discrete* și formarea *benzilor de impurități* ; 2) modificarea formei parabolice inițiale și a densității de stări la marginea benzilor energetice, fenomen care se numește „*îngustarea rigidă a benzilor energetice*“ („*rigid band-gap narrowing*“) [14] [15]. Aceste fenomene afectează purtătorii majoritari : electroni în straturi n^+, goluri în straturi p^+.

Îngustarea benzii interzise a siliciului (BGN) $\Delta E_G(n/p)$, caracteristică straturilor de tip n sau p avînd concentrații de impurități peste $\sim 10^{18}$ cm^{-3},

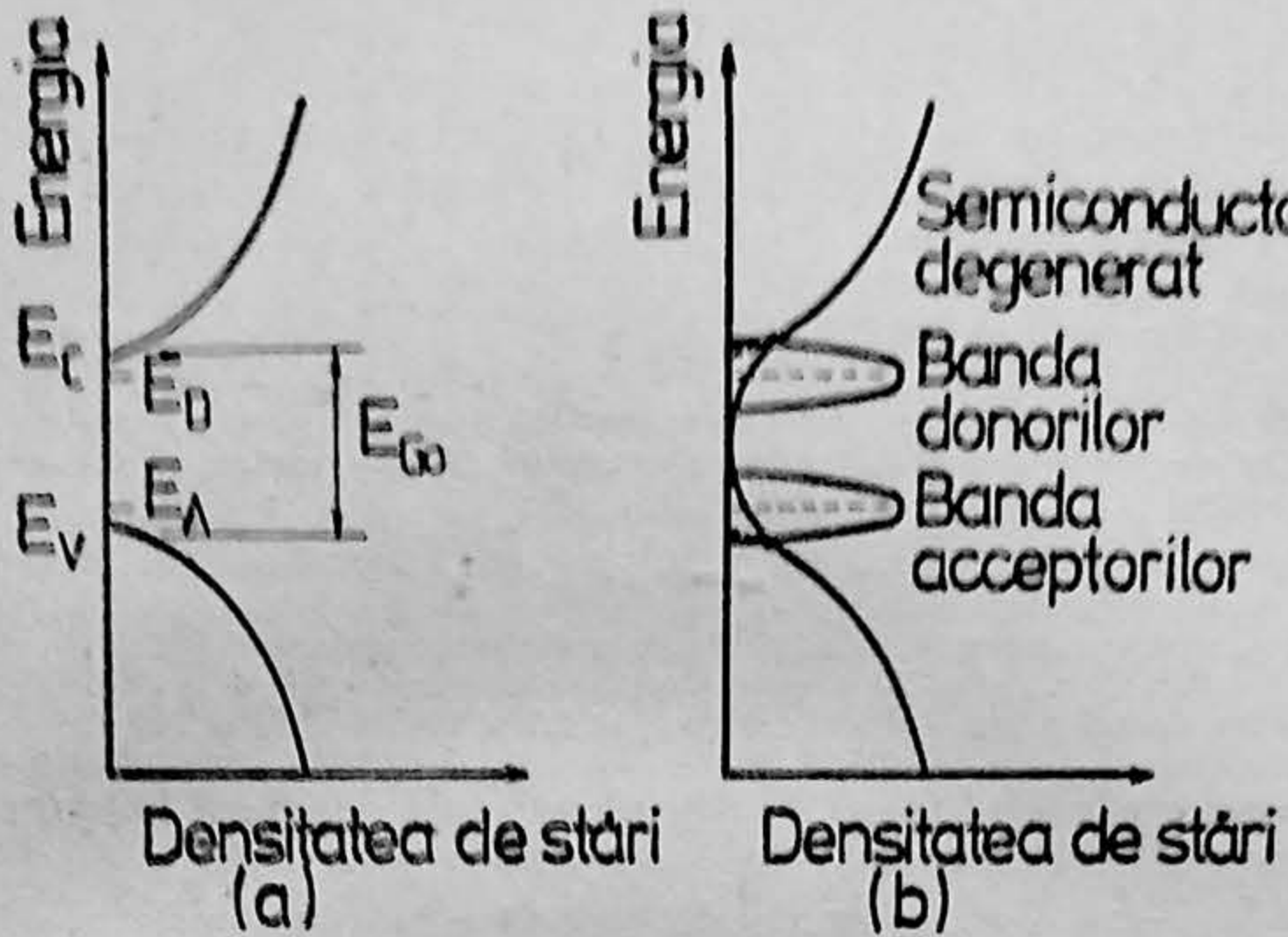


Fig. 1.42. Structura schematică a benzilor energetice a siliciului: (*a*) slab dopat cu impurități, cu indicarea poziției nivelului donorilor E_D și al acceptorilor E_A; (*b*) puternic dopat cu impurități, care formează benzi.

reflectă micșorarea distanței energetice dintre marginile benzilor de conducție (E_C) și de valență (E_V), ceea ce se exprimă formal prin [14] [17]:

$$E_G = E_{GO} - \Delta E_G(n/p) \tag{1.35.}$$

unde: $E_{GO} = 1{,}12$ eV la $T = 300$ K. Creșterea valorilor ΔE_G cu concentrațiile n/p conduce, conform relației (1.35.), la diminuarea marcantă a benzii interzise efective E_G (figura 1.43.). Acest fenomen are implicații în special

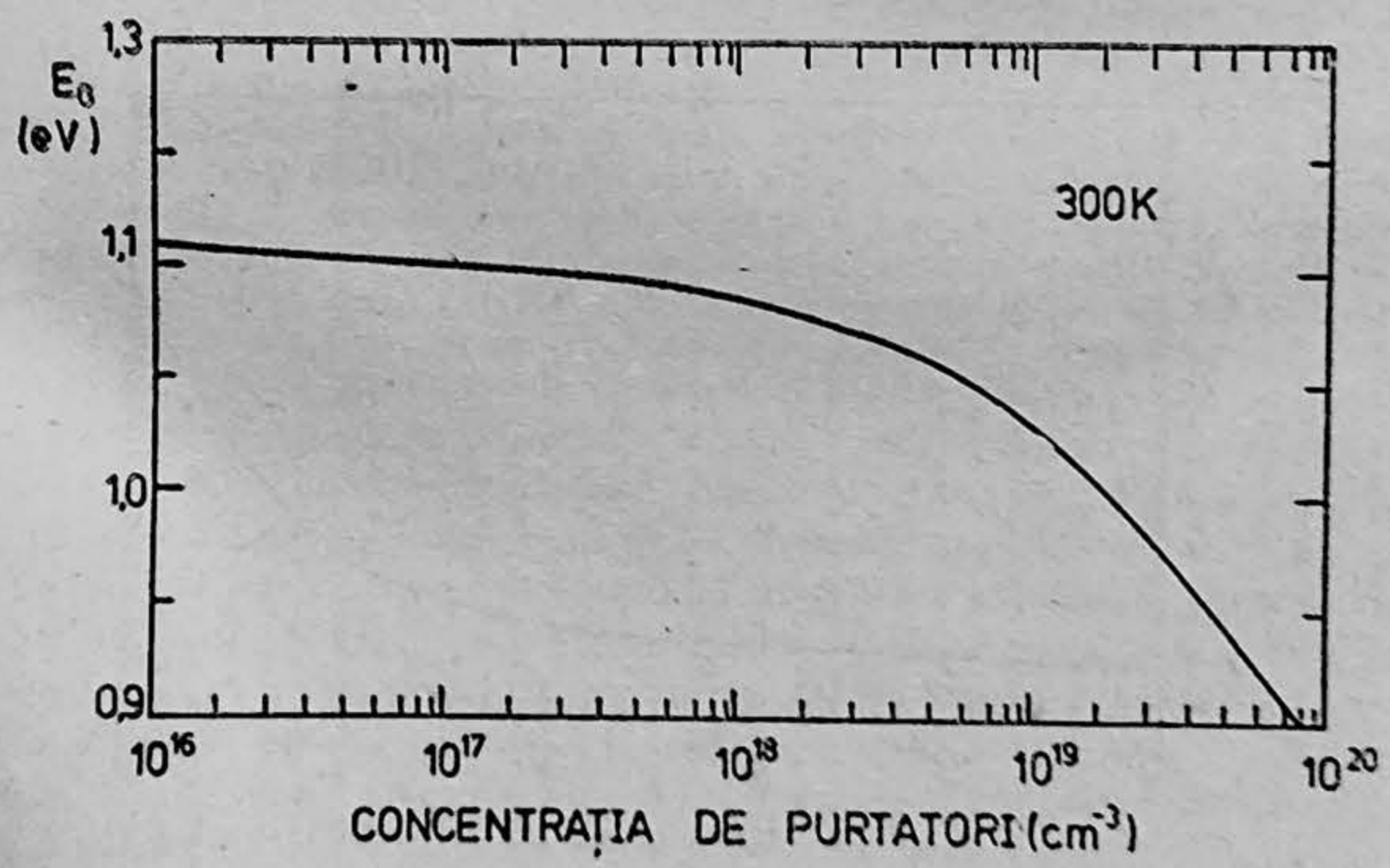


Fig. 1.43. Banda interzisă a siliciului E_G în funcție de concentrația purtătorilor de sarcină în semiconductor.

în privința tranzițiilor *bandă-bandă*. Este evident faptul că îngustarea benzii interzise facilitează atît recombinările, cît și generările directe (banda de conducție — bandă de valență) [8] [14] [15]. În planul recombinărilor, îngustarea benzii interzise (*BGN*) favorizează procesele Auger (vezi §.1.5.2.5.). În domeniul generării, fenomenul *BGN* își face simțită prezența prin *reducerea energiei termice necesare creării unei perechi electron-gol*, ceea ce se reflectă în *modificarea produsului* (*p.n.*).

În straturi de siliciu dopate moderat cu impurități, produsul concentrațiilor de echilibru ale purtătorilor majoritari și cele ale purtătorilor minoritari este constant și numeric egal cu pătratul concentrației intrinseci (n_i) [1] [2] [8] [14] [15]:

$$p_{p0} \cdot n_{p0} = n_{n0} \cdot p_{n0} = n_i^2 \tag{1.36.}$$

unde: p_{p0} și n_{n0} sînt concentrațiile la echilibru ale purtătorilor majoritari (goluri în straturi p, electroni în straturi n), n_{p0} și p_{n0} sînt concentrațiile corespunzătoare ale purtătorilor minoritari (electroni în stratul p, goluri în stratul n), $n_i^2 = 2{,}1 \times 10^{20}$ cm^{-3} ($T = 300$ K).

Creșterea produsului $(p \cdot n)$ în siliciul puternic dopat cu impurități este relevată de relația [14] [15] [17]:

$$p_{p0} \cdot n_{p0} = n_{n0} \cdot p_{n0} = n_{ie}^2 \tag{1.37.}$$

unde n_{ie} este **concentrația intrinsecă efectivă**, exprimată de [15] [17]

$$n_{ie}^2 = n_i^2 \exp(q\Delta E'_G/kT) \tag{1.38.}$$

în care $\Delta E'_G$ include efectul combinat al degenerării semiconductorului (la concentrații $> 10^{19}$ cm^{-3}) și cel al îngustării benzii interzise ΔE_G. Dependența densității n_{ie} de concentrația purtătorilor de sarcină este trasată în figura 1.44. conform relațiilor (1.37.) și (1.38.). Se remarcă faptul că, în intervalul considerat de dopare cu impurități, **valoarea concentrației efective** n_{ie} **crește cu două ordine de mărime față de** n_i [15] [17]. Potrivit relației (1.37.), aceasta înseamnă că la un dopaj puternic, mărirea concentrației

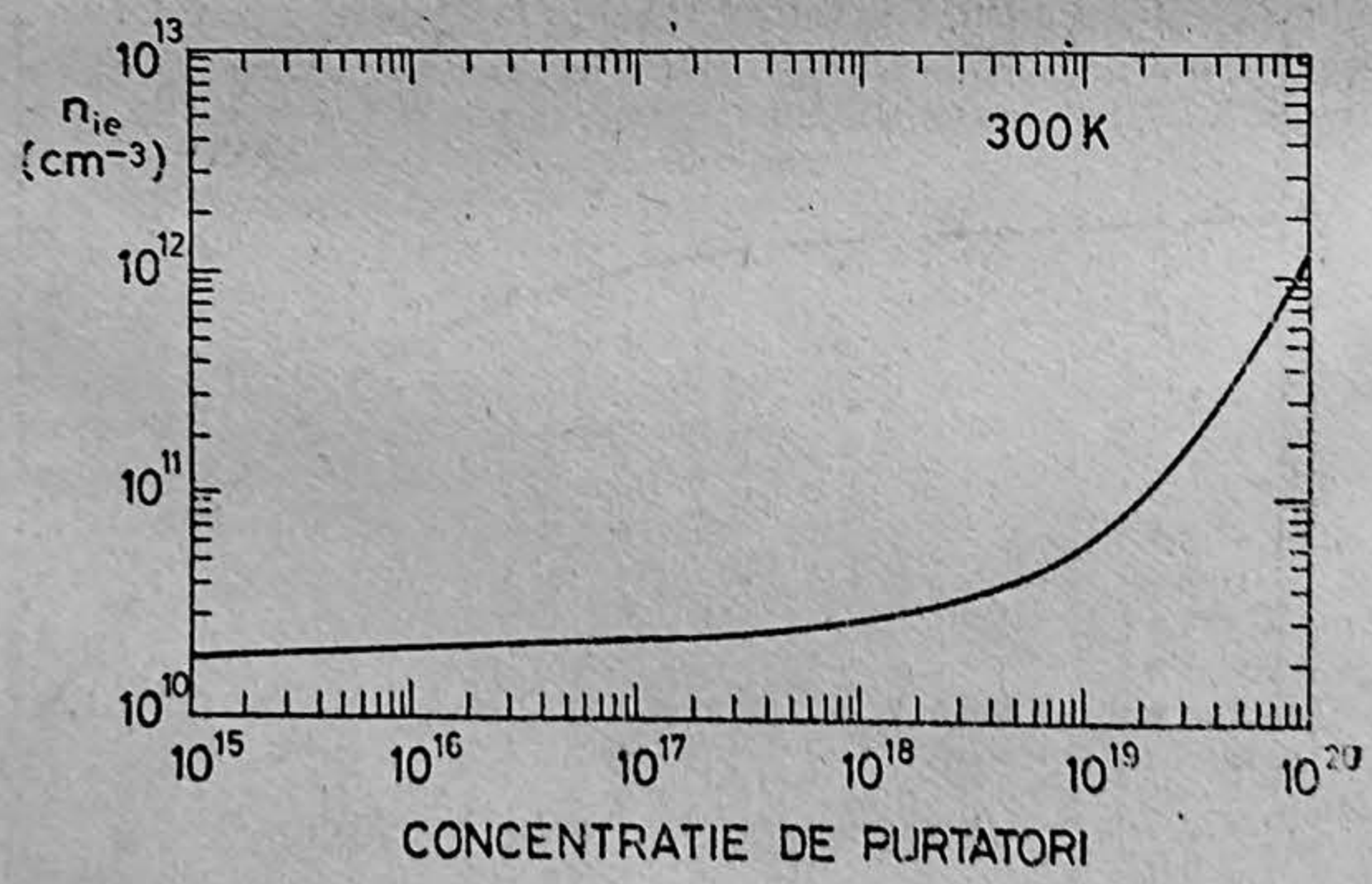


Fig. 1.44. Concentrația intrinsecă efectivă n_{ie} (produsul pn) în funcție de concentrația purtătorilor din siliciu la temperatura $T = 300$ K.

purtătorilor majoritari (adică a impurităților introduse în siliciu), induce o cantitate sporită a purtătorilor minoritari față de valoarea predictată de (1.36). Astfel, **o rezultantă importantă a dopajului puternic o constituie apariția unui „exces" de purtători minoritari în comparație cu valoarea acestora, rezultată din relația clasică (1.36).**

Într-un *semiconductor nedegenerat* impuritățile donoare și acceptoare sînt total ionizate la $T = 300$ K. Aceasta înseamnă că în siliciul de tip n, concentrația electronilor (n) este egală cu concentrația impurităților donoare introduse N_D, care sînt total ionizate ($n = N_D^+$). În mod similar, concentrația de goluri în siliciu p este egală cu concentrația acceptorilor ($p = N_A^+$). Degenerarea semiconductorului la nivelele de dopare de peste $\sim 10^{19}$ cm^{-3} are ca efect **ionizarea incompletă a impurităților.** Cuplată cu o serie de factori tehnologici, ionizarea incompletă determină caracterul *inactiv*, din punct de vedere electronic, al impurităților introduse în siliciu. Aceasta este, de exemplu, cazul fosforului în siliciu (vezi figura 3.15.), la concentrații de peste $\sim 2 \times 10^{20}$ cm^{-3}.

1.5.2.5. Timpul de viață al purtătorilor minoritari

Funcționarea și performanțele dispozitivelor bipolare de putere, în special a tiristoarelor *GTO*, depind într-o măsură considerabilă de timpul de viață (τ) al purtătorilor minoritari în straturile semiconductoare constitutive. Timpul de viață τ determină viteza de comutare din starea „*ON*" în cea de „*OFF*" a tiristoarelor, valoarea căderii de tensiune în conducție directă V_{TM}, magnitudinea curenților reziduali (I_D/I_R) în starea de blocare directă/inversă (vezi figura 1.6.) și afectează alți parametri electrici: timpul de amorsare t_{gt}, capabilitățile în dV/dt și în di/dt (vezi Capitolul 2).

În starea de echilibru termodinamic, caracterizată prin temperatură constantă și absența excitației externe, produsul ($p \cdot n$) exprimat de relațiile (1.36.) și (1.37.) este constant în stratul de siliciu considerat. Acesta înseamnă că există un echilibru perfect între numărul de perechi electron-gol, generați termic în fiecare strat și cantitatea echivalentă de sarcină electrică, anihilată local prin recombinarea dintre electroni și goluri. Funcționarea tiristoarelor *GTO* (ca și a altor dispozitive bipolare) în diferite regimuri are loc în condiții de neechilibru: $(p \cdot n) \neq n_i^2$ (sau $p \cdot n \neq n_{ie}^2$ pentru straturile de siliciu puternic dopate). Straturile semiconductoare constitutive ale dispozitivelor funcționează cel mai adesea în **regim de injecție.** Acesta este cazul funcționării tiristoarelor în conducție directă, în regim de suprasarcină sau în cursul proceselor de amorsare și blocare. În straturile de siliciu ale dispozitivelor operate în regim de injecție există — sub influența excitației externe — un *exces de purtători*, față de situația la echilibru ($p \cdot n > n_i^2$). După îndepărtarea excitației externe, se produce dispariția treptată a purtătorilor minoritari în exces: concentrația de purtători revine în timp la valorile de echilibru (p_{n0} și n_{p0} pentru purtători minoritari din straturile n, respectiv p). **Timpul de viață al purtătorilor minoritari este o măsură a duratei procesului de revenire la echilibru, fenomen care are loc prin recombinarea dintre electroni și goluri.** Timpii de viață ai electronilor (τ_n) și golurilor (τ_p) se exprimă sub forma generală prin:

$$\delta_n = \frac{n_p - n_{p0}}{U} = \frac{\delta_n}{U} \qquad (1.39.)$$

$$\delta_p = \frac{p_n - p_{n0}}{U} = \frac{\delta_p}{U} \qquad (1.10.)$$

unde : U este rata netă a recombinării, $\delta_n = (n_p - n_{p0})$ este concentrația electronilor în exces față de valoarea la echilibru n_{p0}, $\delta_p = (p_n - p_{n0})$ este concentrația golurilor în exces față de valoarea la echilibru p_{n0} [1] [2] [4] [14].

Timpul de viață al purtătorilor minoritari este determinat de următoarele două tipuri de mecanisme recombinaționale fundamentale : indirectă și bandă-bandă (directă) [1] — [8] [14] [15] [18] [19].

A. **Recombinarea indirectă** are loc prin intermediul *centrilor de recombinare* (*trape* sau *capcane*), care se datorează defectelor cristalului semiconductor și impurităților existente (sau introduse intenționat) în siliciu. Defectele/impuritățile își manifestă prezența lor în siliciu prin *nivelele energetice permise* E_t, introduse în banda interzisă a semiconductorului-gazdă. Aceste nivele constituie trepte energetice intermediare între banda de conducție și cea de valență (figura 1.45.).

Recombinarea via trape, locate la nivelul energetic E_t, este un proces în două faze. În prima fază a unui astfel de proces recombinațional, exemplificat în figura 1.45., un electron din banda de conducție este „capturat" în „capcană". A doua treaptă a procesului rezidă în tranziția electronului de pe centrul de captură în banda de valență, în vederea recombinării sale cu un gol. Centrul de captură rămîne astfel liber, devenind apt de a captura un alt electron din banda de conducție, moment care marchează reluarea procesului descris anterior.

„Relaxarea" electronului din banda de conducție pe centrul de captură, iar apoi — de pe nivelul energetic al treptei (E_t) în banda de valență, constituie tranziții de pe nivele energetice superioare pe cele inferioare. Ca urmare, recombinarea indirectă (via trape) este însoțită de o degajare de energie, cedată rețelei cristaline a siliciului sub formă de *fononi* (*recombinarea multifononică*). În siliciul de mare rezistivitate, utilizat în fabricarea tiristoarelor de putere, inclusiv a dispozitivelor *GTO*, densitatea de defecte existente în siliciu este suficient de ridicată pentru a limita timpul de viață al purtătorilor minoritari, asociat recombinării via trape, la valori tipice sub 100 μs.

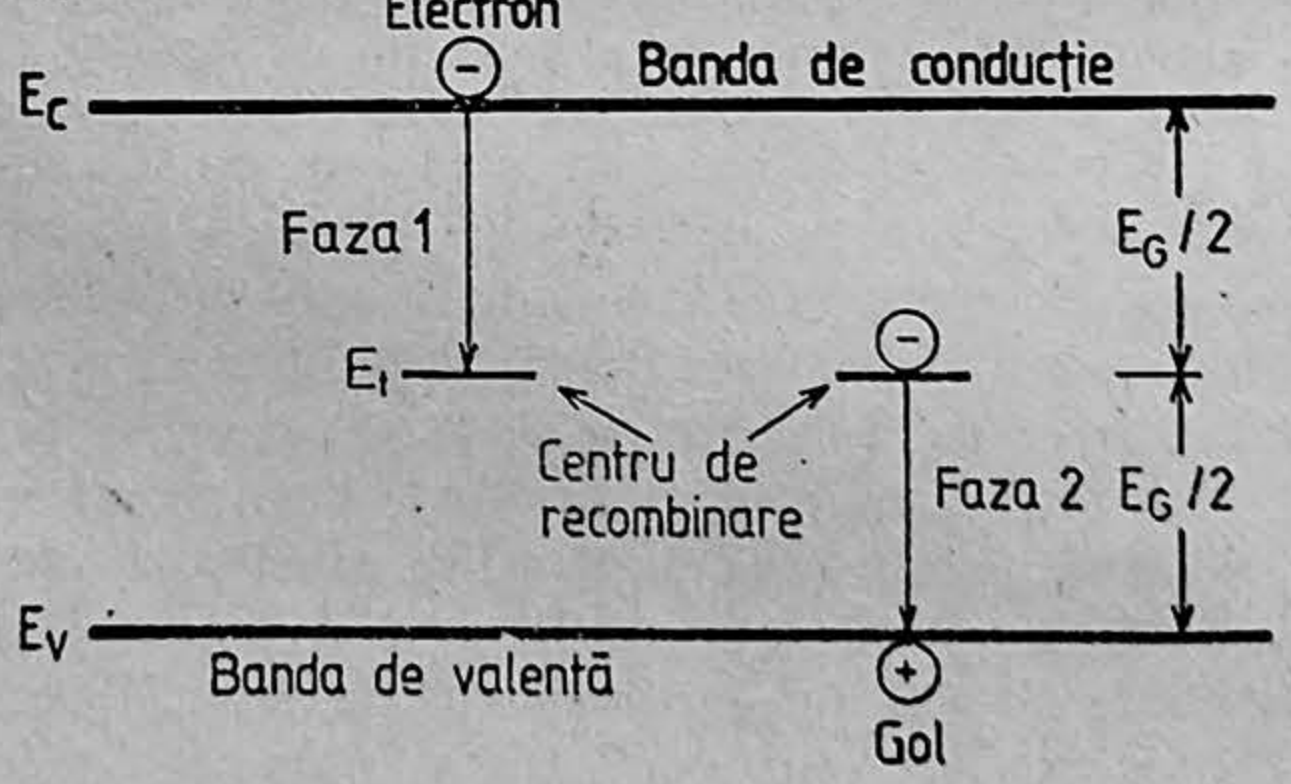


Fig. 1.45. Ilustrarea procesului recombinațional în două faze prin intermediul centrului de „captură" (trapă), situat în banda interzisă a siliciului (recombinarea *Hall-Shockley-Read*).

Procesul recombinațional via trape, denumit **recombinare Hall — Shockley — Read (HSR)**, este extrem de probabil și are loc relativ rapid, constituind *factorul limitativ predominant* al timpului de viață în diferite regimuri de funcționare ale tiristoarelor *GTO*.

În cazul unui singur nivel energetic (E_t) al trapelor în banda interzisă a semiconductorului (figura 1.45.), timpul de viață al purtătorilor minoritari τ_p (goluri) în stilpul de tip *n* se exprimă prin :

$$\tau_{p0} = \frac{1}{\sigma_p \cdot v_{th} \cdot N_t} = \frac{1}{C_p \cdot N_t} \tag{1.41.}$$

iar timpul de viață al purtătorilor minoritari τ_n (electroni) într-un material de tip *p* este exprimat prin :

$$\tau_{n0} = \frac{1}{\sigma_n \cdot v_{th} \cdot N_t} = \frac{1}{C_n \cdot N_t} \tag{1.42.}$$

unde : N_t (cm^{-3}) este densitatea de trape (concentrația centrilor de recombinare), $v_{th} = \sqrt{3kT/m}$ este viteza termică a purtătorilor (de ordinul $\sim 10^7$ cm/s), σ este secțiunea capturată (de ordinul $\sim 10^{-15}$ cm^2), $C_p = \sigma_p \cdot v_{th}$ și $C_n = \sigma_n \cdot v_{th}$ sînt ratele corespunzătoare de captură ale golurilor și respectiv ale electronilor (de ordinul $10^{-7}...10^{-9}$ cm^3/s) [1] [2] [14] [15].

Ținînd seama de faptul că masa unui gol m_p este mai mare decît cea a unui electron $m_n(\sqrt{m_n/m_p} = 0{,}827)$, din raportarea relației (1.42) la (1.41), se obține [15] :

$$\xi = \frac{\tau_{n0}}{\tau_{p0}} = \frac{C_p}{C_n} = 0{,}827\,\frac{\sigma_p}{\sigma_n} \tag{1.43.}$$

Se observă că raportul (1.43) al timpilor de viață depinde numai de secțiunea de captură a centrului de recombinare, fiind independent de densitatea trapelor N_t și de temperatură.

Timpul de viață Hall-Shockley-Read τ_{HSR} este determinat de rata netă a recombinării via trape U_T, a cărei expresie este [1] [2] [8] [14] [15] [19] :

$$U_T = \frac{np - n_i^2}{\tau_{p0}(n + n_1) + \tau_{n0}(p + p_1)} \tag{1.44.}$$

unde : *n* și *p* sînt concentrațiile de electroni și goluri, τ_{p0} și τ_{n0} sînt exprimați de relațiile (1.41.) și respectiv (1.42.), n_1 și p_1 sînt concentrațiile la echilibru ale electronilor, respectiv ale golurilor, corespunzătoare poziției nivelului Fermi coincident cu poziția nivelului energetic de recombinare (E_t) în banda interzisă (*cvasi-nivelele Fermi*). Expresiile acestor concentrații sînt :

$$n_1 = N_c \cdot \exp\frac{E_t - E_c}{kT} \tag{1.45.}$$

$$p_1 = N_v \cdot \exp\frac{E_v - E_t}{kT} \tag{1.46.}$$

unde N_c și N_v sînt densitățile de stări în banda de conducție, respectiv în cea de valență, E_c, E_v și E_t au semnificațiile din figura 1.45., *k* este constanta Boltzmann, *T* este temperatura absolută. Respectarea condiției de echilibru (1.36.) implică [14] [15] :

$$n_1 \cdot p_1 = n_i^2 \tag{1.47.}$$

Dacă τ_{n0} și τ_{p0} sînt de același ordin de mărime, rata maximă a recombinării U, corespunzătoare unui minim al numitorului relației (1.44.), se obține pentru $n_1 = p_1$. Această ultimă condiție se realizează atunci cînd nivelul energetic al centrului de recombinare E_t (figura 1.45.) este situat în proximitatea mijlocului benzii interzise ($E_t = E_i = E_G/2$). Astfel, **impuritățile care introduc nivele energetice în apropierea mijlocului benzii interzise se manifestă ca centrii foarte eficienți de recombinare.** Un astfel de centru, utilizat în mod curent în micșorarea timpului de viață al purtătorilor minoritari, rezultă din introducerea aurului (veri §.3.4.3.2.).

Exprimînd în (1.44) concentrațiile efective ale purtătorilor minoritari — conform relațiilor (1.39) și (1.40) — sub forma:

$$n = n_o + \delta n \qquad p = p_o + \delta p \tag{1.48.}$$

rata de recombinare U capătă următoarea expresie [2] [14] [15]:

$$U = \frac{\delta n \cdot p_o + \delta p \cdot n_o + \delta n \delta p}{\tau_{po}(n_o + \delta n + n_1) + \tau_{no}(p_o + \delta p + p_1)} \tag{1.49.}$$

Prin utilizarea relației (1.49) în (1.39), (1.40), în condițiile neutralității sarcinii purtătorilor ($\delta n \simeq \delta p$), timpul de viață HSR se obține sub forma [2] [14] [15]:

$$\tau_{HSR} = \frac{\delta n}{U} = \frac{\delta p}{U} = \tau_{po}\left(\frac{n_0 + n_1 + \delta n}{n_o + p_o + \delta n}\right) + \tau_{po}\left(\frac{p_o + p_1 + \delta n}{p_o + n_o + \delta n}\right) \tag{1.50.}$$

În cazul siliciului n, care constituie materialul semiconductor inițial în fabricarea tiristoarelor, concentrația electronilor (n_0) este mult mai mare decît cea a golurilor ($p_0 \ll n_0$). Utilizînd această condiție în (1.50)., precum și relațiile (1.45.), (1.46.), se obține:

$$\tau_{HSR} = \tau_{p0}\left[1 + \frac{1}{1+h}\exp\left(\frac{E_t - E_F}{kT}\right)\right] + \tau_{n0}\left[\frac{h}{1+h} + \right.$$
$$\left. + \frac{1}{1+h}\exp\left(\frac{E_t - E_t}{kT}\right) + \left(\frac{E_t - E_F}{kT}\right)\right] \tag{1.51.}$$

unde: $E_t (= E_G/2)$ este poziția nivelului *Fermi* intrinsec, E_F este poziția nivelului *Fermi*, E_t este nivelul energetic al trapelor (figura 1.45.), τ_{p0} și τ_{n0} sînt exprimate de relațiile (1.41), (1.42.), iar

$$h = \delta n / n_0 \tag{1.52.}$$

este nivelul de injecție normalizat.

Prin intermediul parametrului h, timpul de viață (1.51) depinde de nivelul de injecție al purtătorilor în stratul de siliciu considerat. La nivele reduse de injecție ($h \ll 1$), cînd concentrația de purtători mobili în exces (δn, δp) este neglijabilă în comparație cu concentrația de impurități din stratul considerat, timpul de viață este **independent** de concentrația purtătorilor injectați. Acest timp de viață poartă denumirea de *„timp de viață la nivel mic de injecție"* (*„low-level lifetime"*) τ_{LL} și se obține din (1.51.) pentru $h \ll 1$:

$$\tau_{LL} = \tau_{p0}\left[1 + \exp\left(\frac{E_t - E_F}{kT}\right)\right] + \tau_{n0}\cdot\exp\left(\frac{2E_t - E_t - E_F}{kT}\right) \tag{1.53.}$$

Timpul de viață τ_{LL} este minim atunci cînd nivelul energetic al centrului de recombinare (E_t) se află situat în proximitatea mijlocului benzii interzise ($E_G/2$). În cazul cînd centrul de recombinare este deplasat fie înspre

banda de conducție, fie înspre cea de valență, scade probabilitatea capturării golurilor, respectiv a electronilor, ceea ce are drept efect creșterea timpului τ_{LL}. Recombinările controlate de timpul de viață τ_{LL} sînt caracteristice straturilor semiconductoare neutre la polarizarea în direct/invers a structurii *pnpn* (vezi §.2.2. și §.2.3.) sau la sfîrșitul fazei de revenire t_f (figura 1.27.), în cursul stringerii pe poartă a dispozitivelor *GTO*.

La nivel mare de injecție ($h \gg 1$), timpul de viață rezultant τ_{HL} se obține din (1.51.) sub forma :

$$\tau_{HL} = \tau_{p0} + \tau_{n0} + \tau_{p0}(1 + \xi) \tag{1.54}$$

Timpul de viață la nivel mare de injecție („*high-level lifetime*") τ_{HL} este independent de poziția centrului de recombinare și de temperatură, fiind determinat numai de concentrația de trape N_t și de raportul secțiunilor de captură ξ (1.43.). Timpul de viață τ_{HL} controlează funcționarea tiristoarelor *GTO* în starea de conducție directă, precum și în fazele dinamice ale amorsării și stingerii, caracterizate prin densități mari de curent.

În regiunea de sarcină spațială a unei joncțiuni *pn*, condiția golirii de purtători mobili de sarcină ($n \simeq p = 0$), aplicată relației (1.44.) conduce la următoarea expresie pentru rata netă a recombinării [2] [15] :

$$U = \frac{n_i^2}{n_1 \cdot \tau_{p0} + p_1 \cdot \tau_{n0}} = \frac{n_i}{\tau_{sc}} \tag{1.55.}$$

unde :

$$\tau_{sc} = \frac{n_1 \cdot \tau_{p0} + p_1 \cdot \tau_{n0}}{n_i} \tag{1.56.}$$

este timpul de viață al purtătorilor în zona de sarcină spațială. Înlocuind (1.45.) și (1.46.) în (1.56.), se obține :

$$\tau_{sc} = \tau_{p0} \cdot \exp\left(\frac{E_t - E_i}{kT}\right) + \tau_{n0} \cdot \exp\left(\frac{E_t - E_F}{kT}\right) \tag{1.57.}$$

Timpul de viață τ_{sc} depinde de concentrația de trape N_t și de poziția acestora față de mijlocul benzii interzise ($E_t - E_i$), fiind independent de nivelul de dopare cu impurități al stratului de siliciu considerat. Valoarea timpului de viață τ_{sc} este minimă atunci cînd centrul de recombinare se află situat la mijlocul benzii interzise. Timpul de viață τ_{sc} controlează valoarea curentului rezidual prin tiristor în starea de blocare în direct/invers (vezi §.2.2. și §.2.3.).

Optimizarea performanțelor electrice globale ale dispozitivelor *GTO* impune **maximizarea** raportului (τ_{HL}/τ_{LL}) și a timpului de viață τ_{sc}.

B. **Recombinarea bandă-bandă** are loc *direct* între electronii din banda de conducție și golurile din banda de valență. Acest tip de recombinare comportă o singură fază : tranziția electronului din banda de conducție în cea de valență în vederea anihilării unui gol (figura 1.46.). Potrivit criteriului de transformare a energiei cedate de un electron în cazul tranziției sale dintr-o bandă cu energie superioară într-o bandă de energie mai joasă, recombinarea bandă — bandă poate fi : a) *radiativă* ; b) *neradiativă* (*Auger*). Recombinarea radiativă bandă — bandă este însoțită de emisia de fotoni (figura 1.46.a.). Într-un material semiconductor cu o bandă interzisă relativ extinsă, cum este cazul siliciului, recombinarea radiativă bandă — bandă este puțin probabilă : timpul de viață al purtătorilor în acest caz este de aproximativ

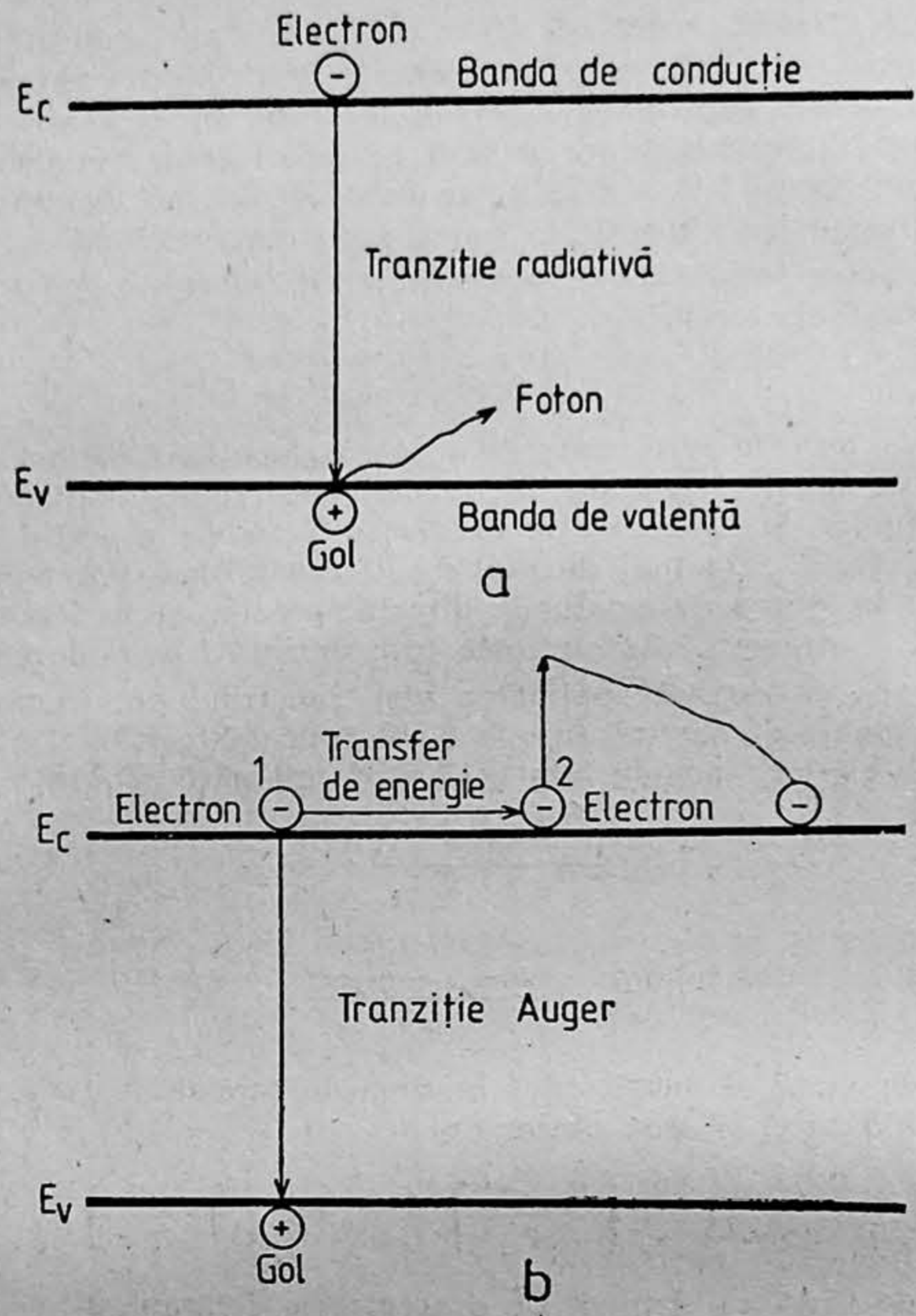


Fig. 1.46. Procesele recombinaționale *bandă-bandă* (*a*) radiativ ; (*b*) neradiativ (*Auger*). În cadrul recombinării *Auger* din siliciul *n*, un electron din banda de conducție se recombină cu un gol din banda de valență, cedînd energia rezultantă unui al doilea electron din banda de conducție.

1 secundă, deci mult mai mare decît timpul de viață în recombinarea indirectă (*HSR*). **Recombinarea neradiativă bandă-bandă** (*Auger*) are un rol extrem de important în funcționarea dispozitivelor de putere. Recombinarea *Auger* implică întotdeauna **participarea a trei purtători de sarcină,** din care doi majoritari, iar unul minoritar (doi electroni și un gol în siliciul de tip *n* ; două goluri și un electron în siliciul de tip *p*). Secvența tipică a recombinării Auger în siliciul *n* este ilustrată în figura 1.46.*b*. Energia electronului, care efectuează tranziția din banda de conducție în cea de valență pentru a se recombina în gol, este cedată unui al doilea electron din banda de conducție, fără a se produce emisie de fotoni (ca în cazul recombinării radiative, figura 1.46.*a*.). Electronul receptor al impulsului de energie se excită pe un nivel energetic superior, relaxîndu-se apoi treptat pe nivelul energetic inițial, fenomen însoțit de emisia de fononi (degajare de căldură). Într-o variantă complementară procesului descris, energia electronului care efectu-

ează tranziția din banda de conducție pentru a se recombina cu un gol poate fi cedată altui electron din banda de valență. Se remarcă *similitudinea* dintre *recombinarea Auger* și *ionizarea prin șoc* (*prin impact*), care însă conduc la efecte opuse: în cazul ionizării prin șoc, ciocnirea unui electron de energie mare cu un atom determină ruperea legăturilor intra-atomice și generarea unei perechi electron-gol (vezi figura 3.40.).

Recombinarea Auger constituie mecanismul limitativ dominant al timpului de viață al purtătorilor la concentrații depășind pragul de 10^{17} cm^{-3}. Timpul de viață al purtătorilor minoritari (τ_A), asociat recombinării Auger, scade rapid de la ~ 1 μs la sub 1 ns, odată cu creșterea concentrației de impurități de la $\sim 10^{18}$ cm^{-3} la $\sim 10^{20}$ cm^{-3} (figura 1.47.). În siliciul de tip *n*, puternic dopat cu impurități, dependența timpului de viață Auger (τ_{An}) de concentrația purtătorilor (figura 1.47.) se aproximează analitic prin relația:

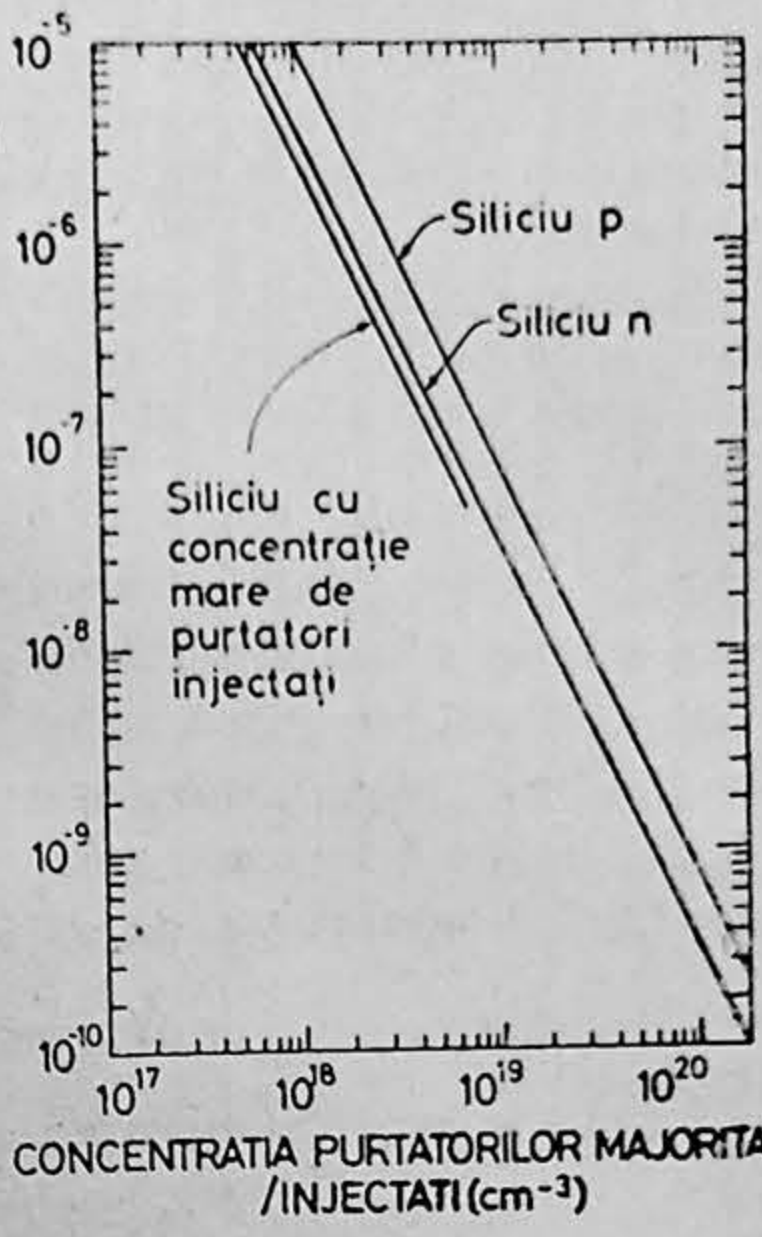


Fig. 1.47. Timpul de viață *Auger* τ_A în siliciul *n* și *p*, puternic dopat cu impurități, în funcție de concentrația purtătorilor majoritari, precum și în siliciul slab dopat supus injecției bipolare puternice.

$$\tau_{An} = \frac{1}{C_{An} \cdot n^2} \quad [s] \tag{1.58.}$$

unde: $C_{An} = 2{,}8 \cdot 10^{-31}$ cm^6/s este constanta recombinării *Auger* în siliciul *n*, n^2 este pătratul concentrației purtătorilor majoritari (electroni) [2] [14] [15] [19]. Timpul de viață *Auger* în siliciul de tip *p*, puternic dopat cu impurități, se aproximează prin:

$$\tau_{Ap} = \frac{1}{C_{Ap} \cdot p^2} \quad [s] \tag{1.59.}$$

unde $C_{Ap} = 1.10^{-31}$ cm^6/s este constanta* recombinării *Auger* în siliciul de tip *p*, p^2 este pătratul concentrației de goluri [2] [14] [15] [19].

La nivel de dispozitiv, recombinarea *Auger* afectează straturile de siliciu puternic dopate cu impurități (vezi figura 1.32.).

Pe graficul din figura 1.47. este trasată și dependența experimentală a timpului de viață *Auger* de concentrația purtătorilor bipolari de sarcină, injectați într-un strat de siliciu relativ slab dopat cu impurități. Aproximația analitică a acestei dependențe la nivele mari de injecție ($h \gg 1$), vezi relația 1.52.) este dată de [2] [15] [19]:

$$\tau_{A(\delta n)} = \frac{1}{C_{A(\delta n)} \cdot (\delta n)^2} \quad [s] \tag{1.60.}$$

---

* „*Constantele*" *Auger* C_{An} și C_{Ap} rezultă din aproximarea analitică a dependențelor experimentale din figura 1.47. Aceste constante înglobează implicit fenomenul îngustării benzii interzise (vezi figura 1.43), precum și procesele Auger facilitate de existența trapelor [14] [15-[17] [18].

unde : $C_{A(\delta_n)} = 3{,}4 \cdot 10^{-31}$ cm^6/s este constanta *Auger*, $\delta_n (\simeq \delta_p)$ este concentrația purtătorilor în exces față de valoarea la echilibru (vezi relația 1.48.). Se remarcă faptul că în acest caz rezultă cel mai scăzut timp de viață Auger din cele trei situații ilustrate în figura 1.47. Explicația fenomenologică este următoarea :

Într-un strat de siliciu slab dopat cu impurități, supus injecției bipolare puternice ($h \gg 1$), concentrațiile ridicate de electroni și goluri sînt aproximativ egale ($n \simeq p$). Ca urmare, *procesele Auger care reclamă doi electroni și un gol, respectiv două goluri și un electron, decurg* **simultan,** *ceea ce diminuează substanțial timpul de viață rezultant al purtătorilor* în comparație cu timpii τ_{An} și τ_{Ap} din straturile de siliciu puternic dopate, avînd inerent o concentrație redusă de purtători minoritari (vezi relația 1.37.). [14] [15] [19].

Procesele *Auger* joacă un rol important în determinarea căderii de tensiune în direct pe tiristoare operate la densități mari de curent (vezi §.2.7. și §.2.8.). Întrucît recombinarea Auger are loc simultan (*în paralel*) cu procesele *HSR*, timpul efectiv de viață al purtătorilor τ_e este [2] [8] [14] [15] [19] :

$$1/\tau_e = (1/\tau_{HSR}) + (1/\tau_A) \qquad (1.61.)$$

La nivele mari de injecție : $\tau_{HSR} = \tau_{HL}$ (relația 1.54.). În consecință :

$$1/\tau_e = (1/\tau_{HL}) + (1/\tau_A) \qquad (1.62.)$$

Timpul efectiv de viață τ_e este limitat de valoarea minimă a celor doi timpi de viață din relația (1.62.). Valorile tipice ale timpului de viață $\tau_{HSR}(\tau_{HL})$ sînt situate în gama 3 μs...10 μs. La concentrații ale purtătorilor injectați de $\geqslant 10^{18}$ cm^{-3}, timpul de viață Auger τ_A este inferior valorii de ~ 1 μs (figura 1.47.), ceea ce implică : $(1/\tau_{HSR}) \ll (1/\tau_A)$. În consecință, *timpul efectiv de viață* τ_e *al purtătorilor în straturile constitutive ale tiristoarelor, operate la nivel mare de injecție, este practic egal cu timpul de viață Auger* :

$$\tau_e \cong \tau_A \qquad (1.63.)$$

Impactul simultan al concentrației de purtători asupra timpului de viață și coeficientului de difuzie D (vezi relația 1.26.) este reflectat în valoarea lungimii de difuzie (L) a purtătorilor :

$$L = \sqrt{D \cdot \tau} \qquad (1.64.)$$

În siliciul n puternic dopat cu impurități donoare N_D (cm^{-3}), lungimea de difuzie a golurilor L_p scade cvasi-liniar cu N_D (figura 1.48.) după legea [19] :

$$L_p = 2{,}27 \times 10^{14}(1/N_D^{0.941}) \ [\mu m] \qquad (1.65.)$$

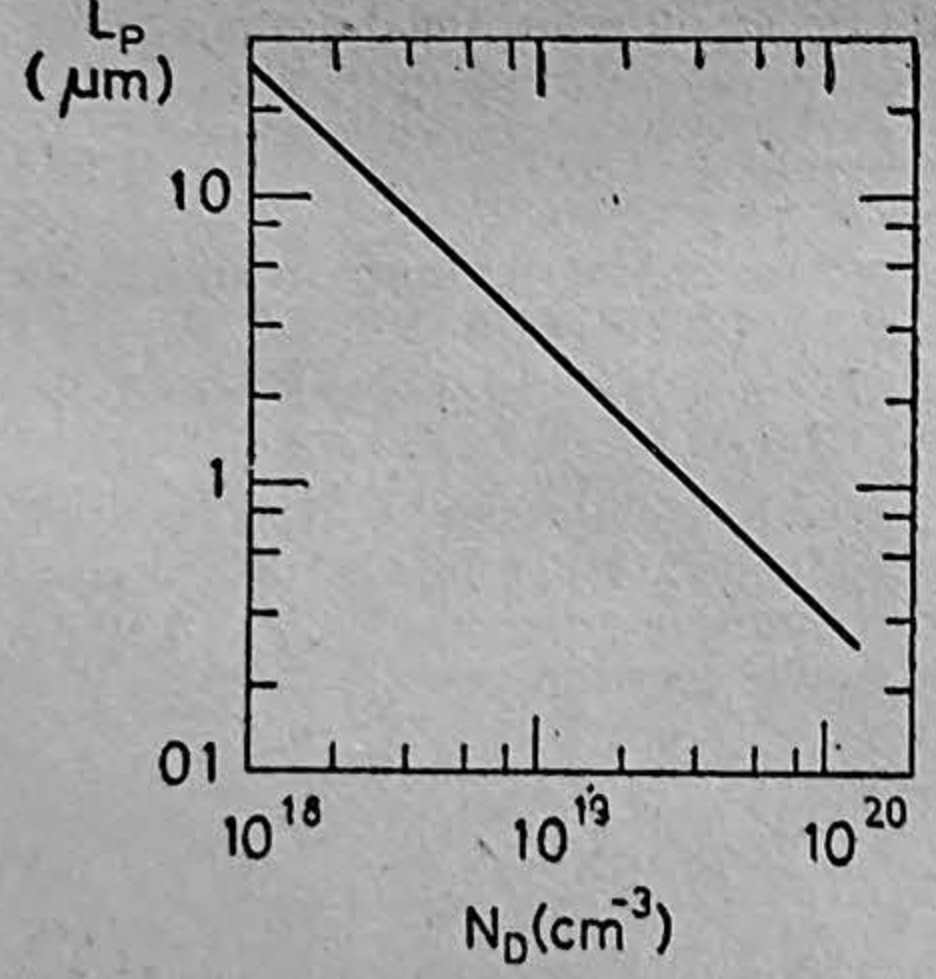


Fig. 1.48. Dependența lungimii de difuzie a golurilor L_p de concentrația donorilor N_D în siliciul de tip n.

Lungimea de difuzie a electronilor (L_n) în siliciul de tip p depinde de concentrația impurităților acceptoare N_A (cm^{-3}) conform relației:

$$L_n = 6{,}45 \times 10^{15}\ (1/N_A) \quad [\mu m] \tag{1.66.}$$

1.5.3. Parametrii tehnologici

1.5.3.1. Rezistențele pe pătrat și laterală

Rezistența pe pătrat ($R_\square$) a unui strat semiconductor se definește ca raportul dintre rezistivitatea medie $\bar{\rho}$ (ohm·cm.) și grosimea W (cm) a stratului respectiv [2] [8] [15]:

$$R_\square = \bar{\rho}/W \quad (\Omega/\square) \tag{1.67.}$$

Un rol important în tiristoarele *GTO* îl are rezistența pe pătrat a bazei $p_2(R_{\square P})$, definită prin (figura 1.49.*a*.):

$$R_{\square P} = \bar{\rho}_{p2}/W_{p2} \quad (\Omega/\square) \tag{1.68.}$$

Întrucît concentrația golurilor (p) din stratul p_2, practic egală cu concentrația impurităților acceptoare ($p = N_{A2}$), este mult mai mare decît concentrația electronilor ($p \gg n$), rezistivitatea medie $\bar{\rho}_{p2}$ a bazei p_2 se exprimă din (1.31.) sub forma:

$$\bar{\rho}_{p2} = \frac{1}{q \cdot \bar{p} \cdot \bar{\mu}_p} = \frac{1}{q \cdot \bar{N}_{A2} \cdot \bar{\mu}_p} \quad (\Omega \cdot cm) \tag{1.69.}$$

unde $\bar{p}$, $\bar{N}_{A2}$, $\bar{\mu}_p$ sînt valori mediate pe grosimea stratului W_{p2}.

Valoarea rezistenței pe pătrat $R_{\square P}$ este cu atît mai redusă cu cît baza p_2 este mai groasă și mai puternic dopată cu impurități.

Rezistența laterală a bazei $p_2(R_{p2})$ este rezistența ohmică a porțiunii bazei situate între două contacte metalice ale porții G. Într-un tiristor ele-

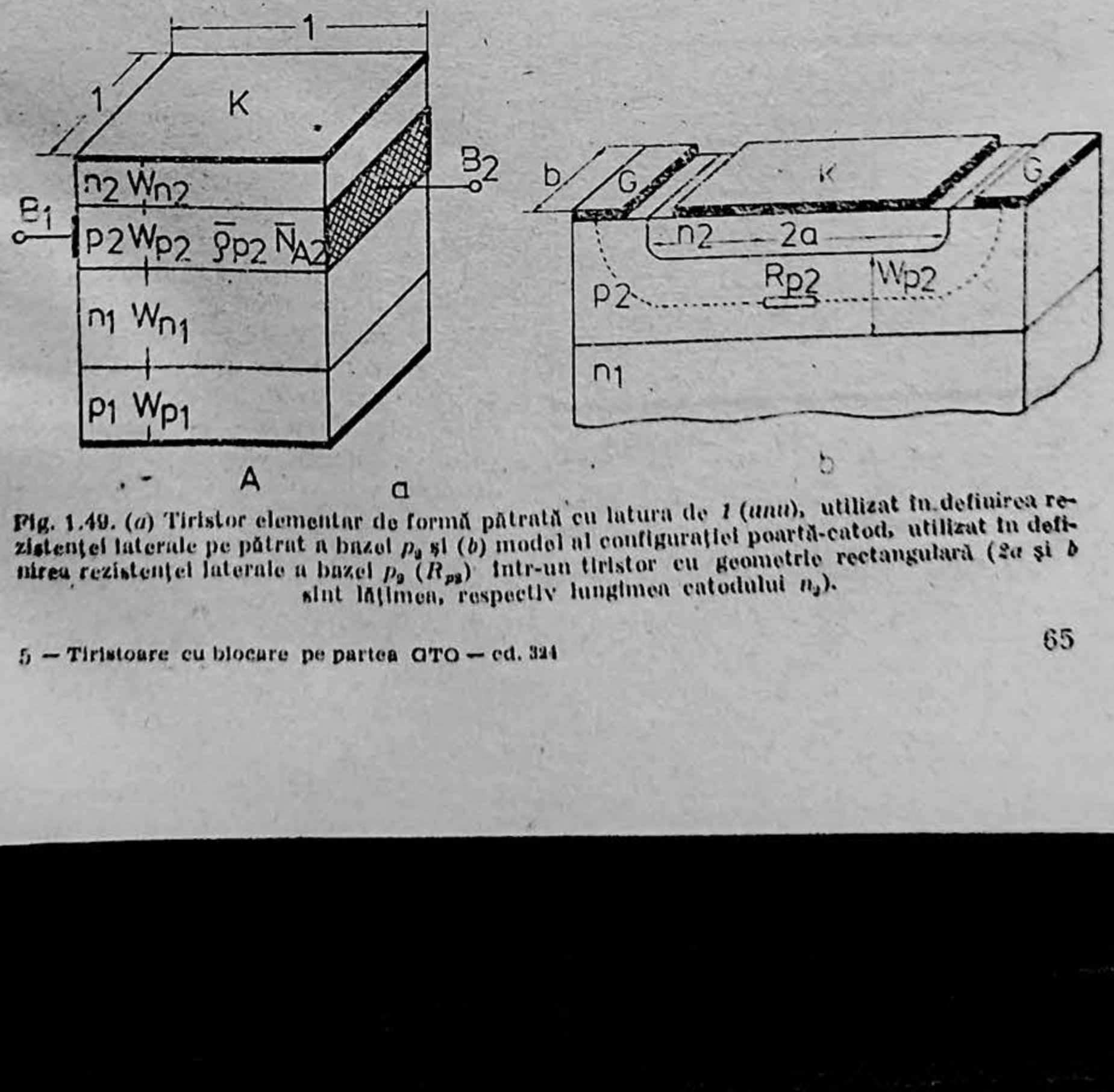


Fig. 1.49. (*a*) Tiristor elementar de formă pătrată cu latura de *1* (*unu*), utilizat în definirea rezistenței laterale pe pătrat a bazei p_2 și (*b*) model al configurației poartă-catod, utilizat în definirea rezistenței laterale a bazei p_2 (R_{p2}) într-un tiristor cu geometrie rectangulară (*2a* și *b* sînt lățimea, respectiv lungimea catodului n_2).

mentar de formă pătrată (figura (1.49.*a.*), rezistența echivalentă între contactele B_1 și $B_2(R_{p2})$ este identic egală cu rezistența pe pătrat a bazei $p_2(R_{\square p})$. Într-un model practic al tiristoarelor cu configurație rectangulară (figura 1.49.*b.*), avînd stratul de catod n_2 de lățime $2a$ și lungime b extrem de apropiat de contactele metalice ale porții, rezistența laterală R_{p2} se definește prin [12]:

$$R_{p2} = (\bar{\rho}_{p2}/W_{p2})(2a/b) = R_{\square p}(2a/b) \quad (\Omega) \qquad (1.70.)$$

unde: $\bar{\rho}_{p2}$ și $R_{\square p}$ se exprimă prin (1.69.), respectiv (1.68). Rezistența laterală R_{p2} este direct proporțională cu rezistența pe pătrat ($R_{\square p}$) a bazei p_2 și cu raportul geometric a/b (vezi §.3.2.1.).

Mărimile $R_{\square p}$ și R_{p2} sînt determinate exclusiv de parametrii geometrici și tehnologici ai bazei p_2 **nemodulate.** În starea de conducție („*ON*") a tiristoarelor, baza p_2 este „inundată" de purtători mobili de sarcină (electroni *n* și goluri *p*), care modulează rezistența acestui strat. **Rezistivitatea bazei p_2 modulate** (sau „**rezistivitatea modulată a bazei p_2**"), care se poate aproxima cu relația (1.31.), este mult mai mică decît valoarea rezistivității rezultante din (1.69.). Modularea rezistivității bazei p_2 atrage după sine reducerea marcantă a valorilor efective ale parametrilor $R_{\square p}$ și R_{p2}. Ca urmare a restrîngerii progresive a zonei de conducție a curentului anodic în faza inițială a procesului de blocare pe poartă a dispozitivelor *GTO* (figura 1.29.), rezistența laterală a bazei p_2 crește treptat, apropiindu-se de valoarea rezistenței nemodulate R_{p2}.

Valorile rezistențelor $R_{\square p}$ și R_{p2} sînt puternic afectate de temperatură prin intermediul mobilității μ și a concentrației de purtători (vezi §.1.5.2.1.).

1.5.3.2. Șunturi de emitor

Factorul de cîștig în curent α al unui tranzistor bipolar în conexiunea „*bază comună*" este produsul dintre eficiența de injecție a emitorului γ_E și factorul de transport în bază α_T (vezi §.3.2.2.). Atunci cînd factorul de transport α_T are o valoare prestabilită de parametrii tehnologici ai bazei, controlul magnitudinii factorului de cîștig α în tranzistoare se efectuează prin intermediul eficienței de injecție a emitorului γ_E. Modalitatea uzuală de micșorare controlată a factorilor α_{npn} și α_{pnp} în tiristoare o constituie implementarea șunturilor de emitor, care diminuează eficiența de injecție γ_E. Șunturile pot fi: **de catod,** realizate în stratul de catod n_2 pentru controlul factorului de cîștig α_{npn}, și **de anod,** implementate în stratul de anod p_1 pentru controlul factorului α_{pnp} [1] — [6].

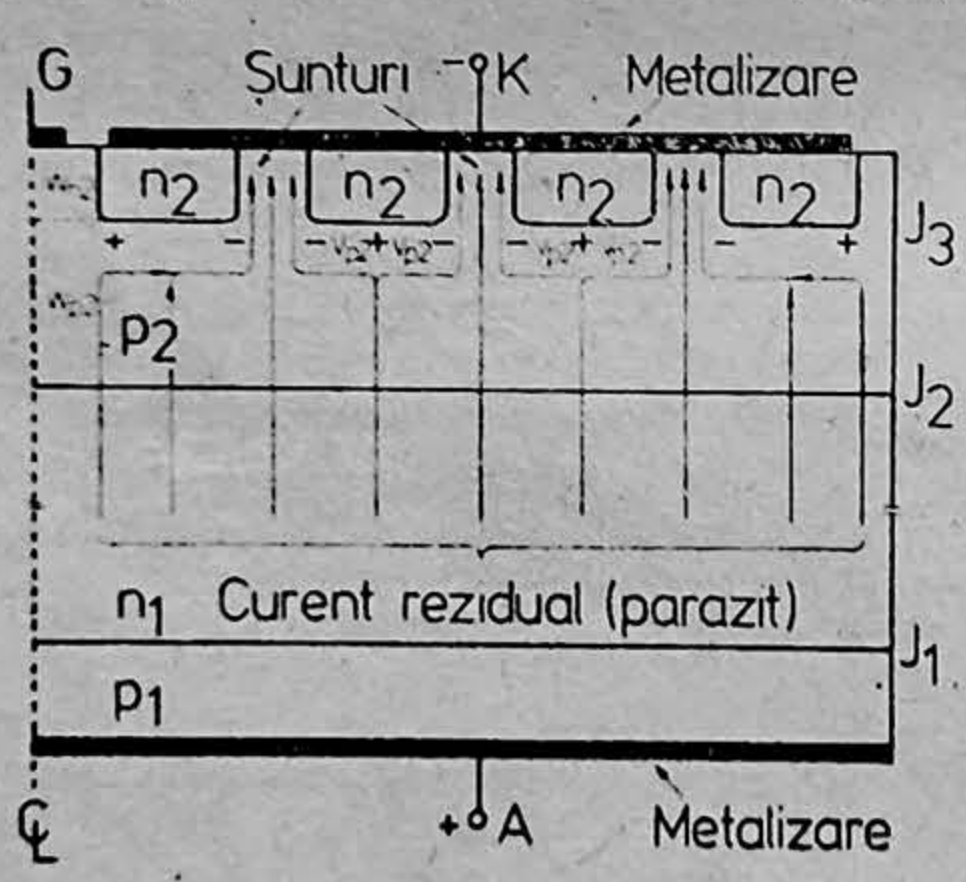


Fig. 1.50. Ilustrarea principiului de acțiune al șunturilor de catod într-un tiristor cu simetrie radială în cazul apariției unui curent de natură parazită în structura dispozitivului.

Șunturile de catod constituie căi de rezistență ohmică extrem de redusă între baza p_2 și metalizarea de catod, realizate tehnologic în stratul de emitor n_2 (figura 1.50). Șuntarea internă a joncțiunii poartă (*G*) — catod (*K*) se realizează prin intermediul unei rețele de zone de **contact**

direct ale bazei p_2 cu metalizarea emitorului n_2. Rezistența unui șunt r_S este determinată de secțiunea sa (S) și de rezistivitatea medie ρ_{p2} a stratului p_2 (relația 1.69.) :

$$r_S = \bar{\rho}_{p2}\ (l/S) \tag{1.71.}$$

unde : $l = W_{n2}$ este lungimea șuntului, identic egală cu grosimea stratului de catod n_2 (figura 1.50.). Rezistența ohmică globală a șunturillor (R_S) este rezultanta rezistențelor individuale r_S ale rețelei de șunturi distribuite în emitorul n_2.

Absența zonală a stratului de emitor într-o joncțiune *pn* anulează capabilitatea structurii de a bloca tensiuni aplicate în invers. Această particularitate este reliefată în figura 1.51. pentru o joncțiune *pn* cu șunturi în stratul n ; structura modelează regiunea poartă (G) — catod (K) a tiristorului din figura 1.50. Configurația polarizată în invers („—" pe terminalul G, „+" pe terminalul K) este modelată de o diodă, șuntată de rezistorul R_S (figura 1.51.*b*.). Valoarea curentului I_S prin rezistența ohmică R_S este mult mai mare decît cea a curentului invers de saturație (I_o) al diodei *pn* ($I_S \gg I_o$). Ca urmare, curentul invers al joncțiunii șuntate crește practic liniar din zero în funcție de tensiunea aplicată ($-V$). Valoarea acestui curent este dictată de rezistența șunturilor R_S (figura 1.51.*c*.).

Efectul pozitiv al prezenței șunturilor de catod este evidențiat în figura 1.50 pentru un tiristor cu simetrie radială și poartă (G) centrală (simetria structurii este față de „*center line*"). Dispozitivul aflat în starea de blocare directă („*OFF*") este parcurs de un curent de natură reziduală (parazită) cu sensul de la anod (A) la catod (K). O fracțiune a acestui curent este canalizată din baza p_2 — via șunturi — direct la metalizarea de catod. Constituind o cale de joasă impedanță, șunturile tind să „absoarbă" și partea remanentă a curentului rezidual (parazit). Căderea de tensiune V_{p2} provocată de această componentă a curentului pe rezistența laterală a bazei p_2 (vezi figura 1.49.) polarizează în direct joncțiunea p_2n_2. În cazul cînd valoarea căderii de tensiune V_{p2}, determinată de curentul radial în tranzitul său prin baza p_2 pe sub fiecare zonă n_2 încadrată de două șunturi adiacente este inferioară pragului de deschidere al unei diode *pn* ($\sim$0,5 V), polarizarea în direct a porțiunii

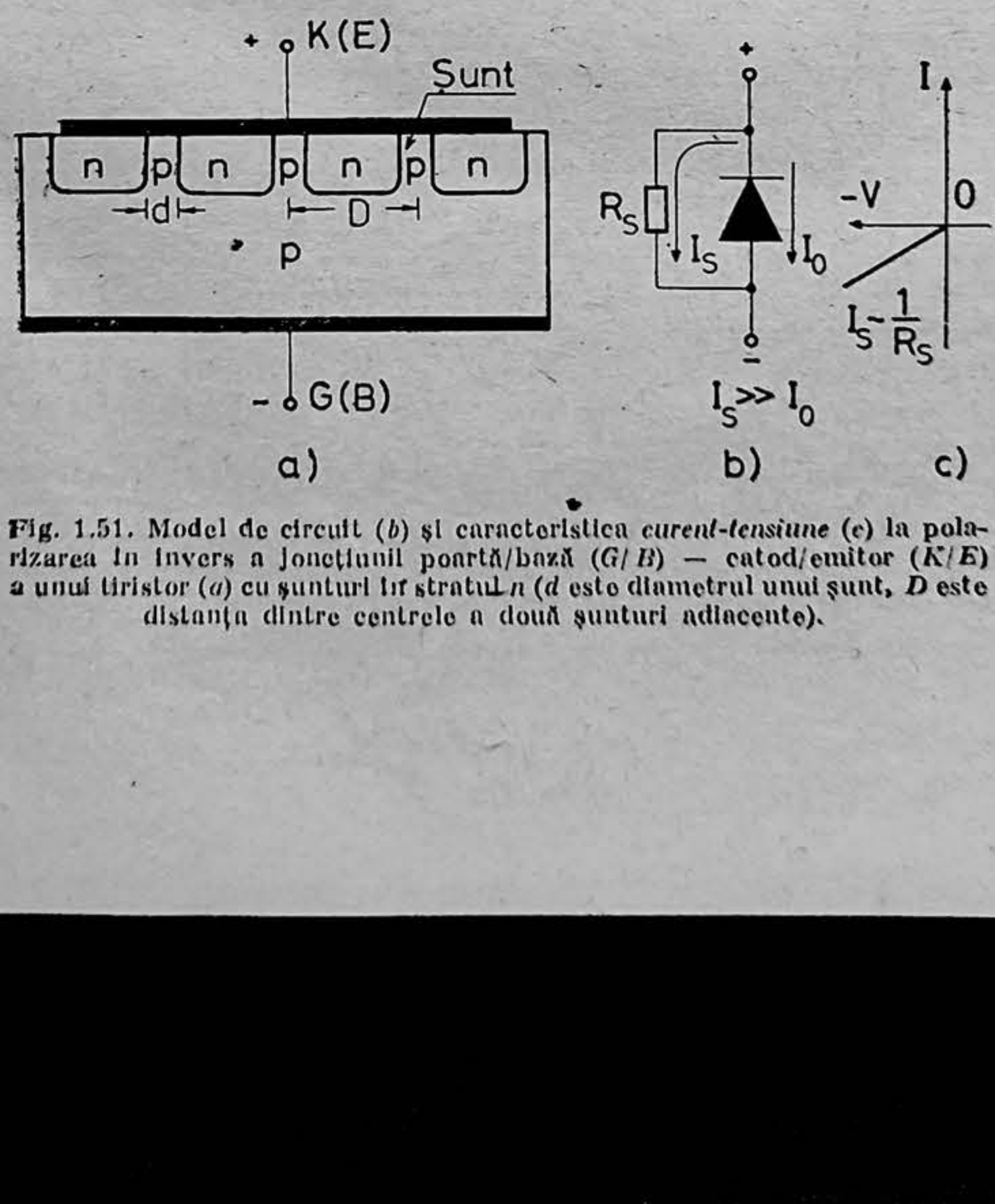


Fig. 1.51. Model de circuit (*b*) și caracteristica *curent-tensiune* (*c*) la polarizarea în invers a joncțiunii poartă/bază (G/B) — catod/emitor (K/E) a unui tiristor (*a*) cu șunturi în stratul n (d este diametrul unui șunt, D este distanța dintre centrele a două șunturi adiacente).

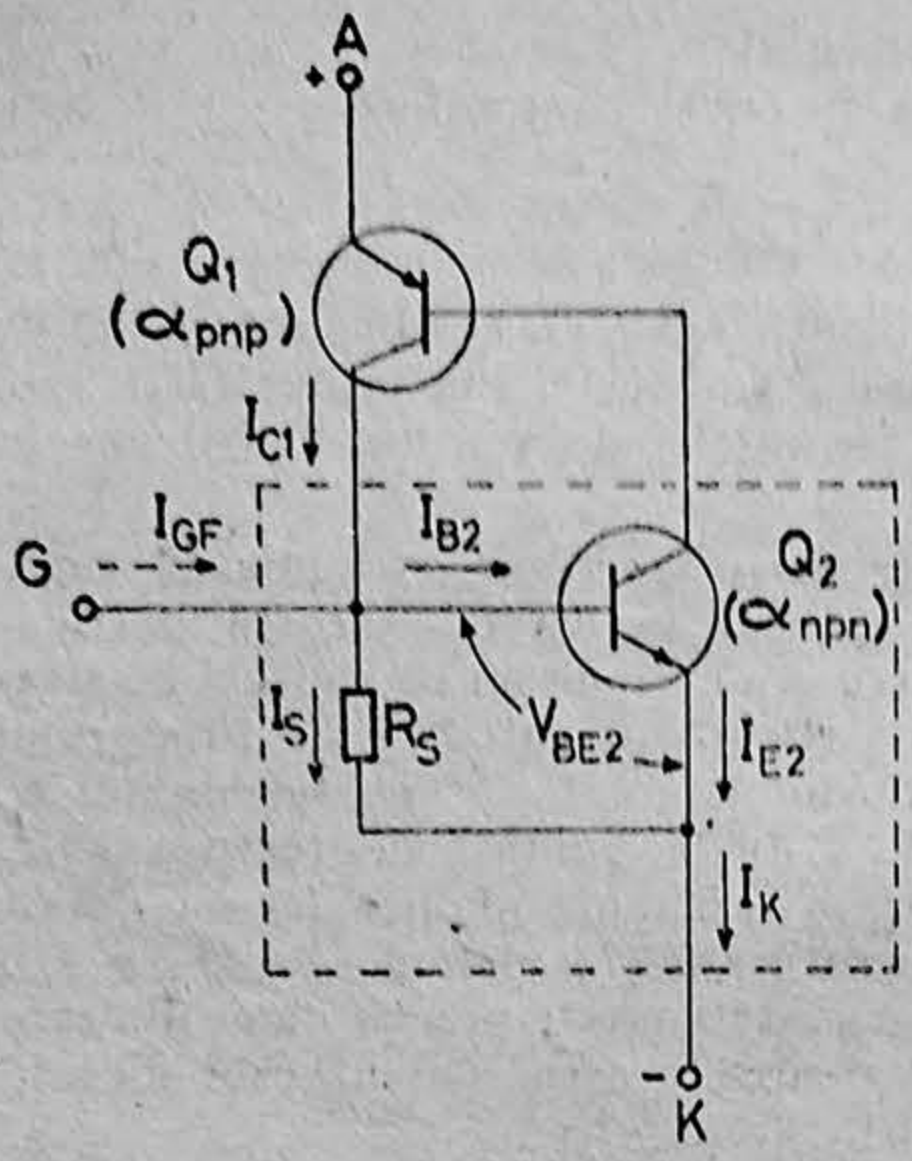


Fig. 1.52. Schema echivalentă simplificată, formată din două tranzistoare complementare, a structurii unui tiristor cu șuntuI de catod (Rezistorul R_S modelează efectul global al rezistenței distribuite a șunturilor).

respective a joncțiunii p_2n_3 este insuficientă pentru declanșarea unei injecții relativ puternice a electronilor din stratul n_3 în baza p_2. Îndeplinirea acestei condiții inhibă tendința unui tiristor de a se amorsa sub acțiunea curenților interni de natură parazită. Prin optimizarea amplasării șunturilor pe întreaga suprafață a emitorului (parametrii *d* și *D* în figurile 1.51. și 1.55.), tiristoarele pot fi imunizate la efectele semnalelor parazite interne, cum este curentul rezidual I_p sau curentul capacitiv (de deplasare), generat de *efectul dV/dt* (vezi § 2.3., § 2.4.3. și § 3.3.5.

Utilizarea șunturilor pentru prevenirea polarizării în direct a joncțiunii emitor (n_2) — bază (p_2) a tranzistorului *npn*, component al structurii *pnpn*, are ca rezultat diminuarea eficienței de injecție γ_E a joncțiunii J_3, deci implicit a factorului de cîștig α_{npn}. Efectul șunturilor de catod asupra valorii cîștigului în curent α_{npn} poate fi estimat cu ajutorul schemei echivalente a tiristorului, formată din două tranzistoare complementare (figura 1.52.). Rezistorul R_S, conectat între baza și emitorul tranzistorului Q_2 (*npn*), modelează rezistența globală a șunturilor de catod [1] — [5] [8].

Într-un tiristor fără șunturi de catod, polarizat în direct, factorul de cîștig α_{npn} se exprimă prin (vezi figura 1.21.):

$$\alpha_{npn} = (I_{C2} - I_{CBO2})/I_{E2} \tag{1.72.}$$

unde curentul I_{E2} este identic cu I_K (vezi figura 1.20.)

În prezența șunturilor, curentul de catod al tiristorului $I_K (\neq I_{E2})$ se exprimă prin (figura 1.52.):

$$I_K = I_{E2} + I_S \tag{1.73.}$$

unde I_S este curentul prin șunturi, a cărui valoare depinde de diferența de potențial V_{BE2} dintre baza (B) și emitorul (E) tranzistorului Q_2 prin relația:

$$I_S = V_{BE2}/R_S \tag{1.74.}$$

În mod analog cu definiția (1.72.), factorul efectiv de cîștig în curent $\alpha_{npn(ef)}$ al tranzistorului *npn* (Q_2) avînd șunturi de emitor poate fi exprimat sub forma:

$$\alpha_{npn(ef)} = (I_{C2} - I_{CBO2})/I_K = (I_{C2} - I_{CBO2})/I_{E2} + I_S) \tag{1.75.}$$

Prin înlocuirea diferenței $(I_{C2} - I_{CBO2})$ din (1.72.) în (1.75.), se obține:

$$\alpha_{npn(ef)} = \frac{\alpha_{npn}}{\left(1 + \frac{I_S}{I_{E2}}\right)} \tag{1.76.}$$

Din relația (1.76.) rezultă că valoarea efectivă a factorului de cîștig $\alpha_{npn(ef)}$ poate fi diminuată prin mărirea raportului (I_S/I_{K2}). În conjuncție cu (1.74.), această cerință implică micșorarea rezistenței R_S a șunturilor [1] — [6] [8].

Factorul $\alpha_{npn(ef)}$ depinde de nivelul polarizării în direct (V_{BK2}) a joncțiunii bază-emitor a tranzistorului *npn* (Q_2) atît prin intermediul curentului de șunturi I_S (relația 1.74.), cît și prin curentul I_{K2} al joncțiunii n_2p_2 nesuntate, corelat cu tensiunea V_{BK2} prin [2] [6] [8]:

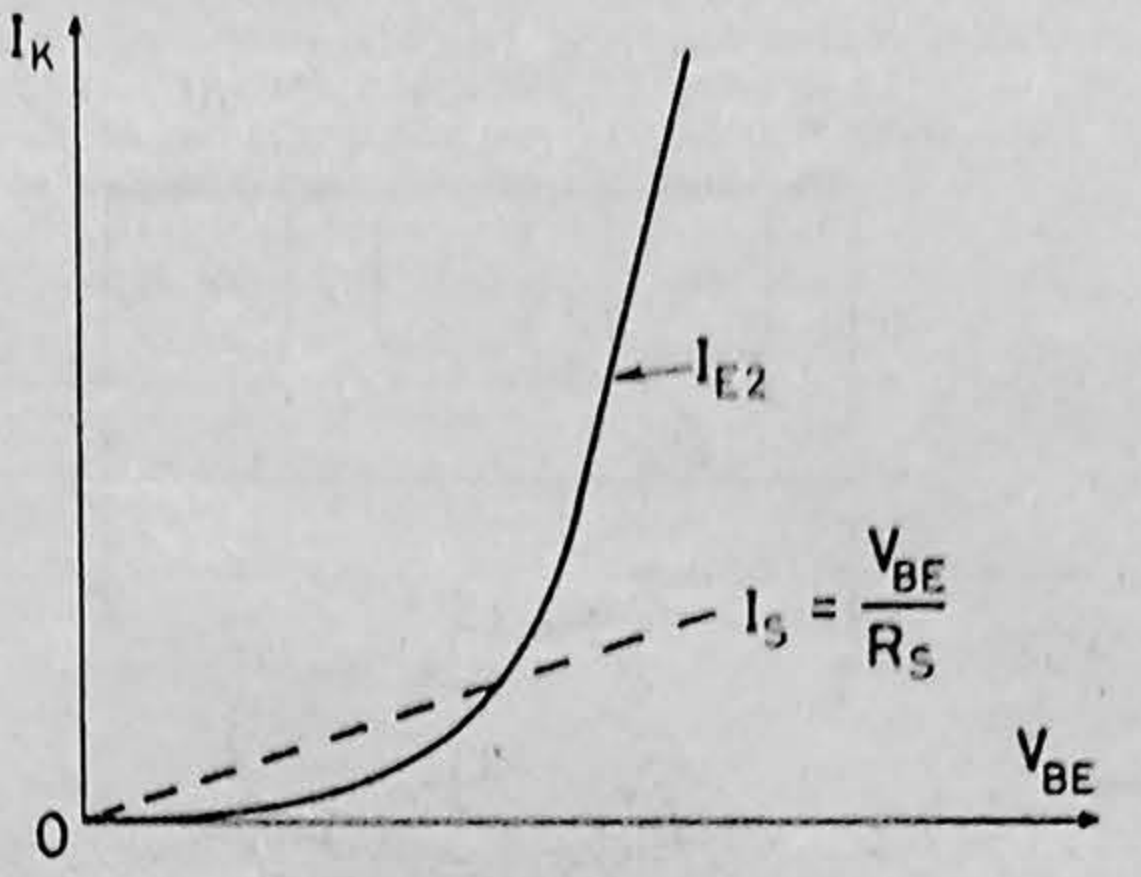


Fig. 1.53. Ilustrarea ponderii curentului prin șunturi I_S pe caracteristica *curent-tensiune* a joncțiunii suntate, polarizate în direct cu tensiunea V_{BE} (vezi figurile 1.52 și 1.56).

$$I_{K2} = I_0\left(e^{\frac{qV_{BK2}}{kT}} - 1\right) \qquad (1.77.)$$

unde I_0 este curentul invers de saturație al joncțiunii respective. La tensiuni V_{BK2} reduse (sub 0,1 V), valoarea curentului I_{K2} este cu mult inferioară celei a curentului prin șunturi I_S (figura 1.53.). La valori ale tensiunii V_{BK2} apropiate de pragul de deschidere al unei diode ($\sim$ 0,5 V), curentul I_{K2} crește rapid, ca urmare a injecției puternice de electroni din emitorul n_2 în baza p_2 și, în acest caz $I_S \ll I_{K2}$.

Tiristoarele de putere moderne utilizează, de regulă, 10 pînă la 200 șunturi amplasate uniform pe întreaga suprafață a catodului n_2. Implementarea șunturilor de catod în tiristoarele convenționale permite mărirea atît a capabilității în dV/dt, cît și a tensiunilor maxime de blocare. **Dezavantajele utilizării șunturilor de catod sînt:** a) micșorarea ariei utile a catodului; b) scăderea vitezei de răspîndire a conducției v_x (vezi § 2.6.), ceea ce afectează negativ capabilitatea în di/dt a dispozitivelor; c) creșterea timpului de amorsare t_{on} (t_{gt}) [2] [5] [8].

În tiristoarele *GTO* nu pot fi utilizate șunturi de catod convenționale. Motivul principal îl constituie tensiunea de străpungere în invers practic nulă a unei joncțiuni *pn* cu șunturi de emitor (vezi figura 1.51.). Ca urmare, în cazul aplicării tensiunii negative între poartă și catod („—" pe *G*, „+" pe *K*), eficiența de extracție a curentului din baza p_2 a dispozitivului *GTO* ar fi extrem de redusă (figura 1.54.): curentul de poartă ar circula între metalizarea de catod, șunturi și metalizarea terminalului *G*, afectînd doar marginal curgerea curentului anodic prin tiristor. Pe schema echivalentă din figura 1.54.*b*. acest fenomen este ilustrat de extragerea cu precădere a curentului de poartă I_{GR} prin rezistorul R_S și nu din baza tranzistorului *npn*. **În consecință, un tiristor *GTO* cu șunturi de catod nu poate fi stins.**

Dezavantajele și inconvenientele șunturilor de catod convenționale sînt depășite în prezent prin utilizarea șunturilor de tip *MOS* (*metal-oxid-semiconductor*) sau a configurațiilor poartă-catod cu două nivele de interdigitare (vezi § 4.3 și § 5.4.5).

Șunturile de anod sînt căi de rezistență extrem de redusă între baza n_1 și metalizarea de anod, realizate tehnologic în stratul de emitor p_1

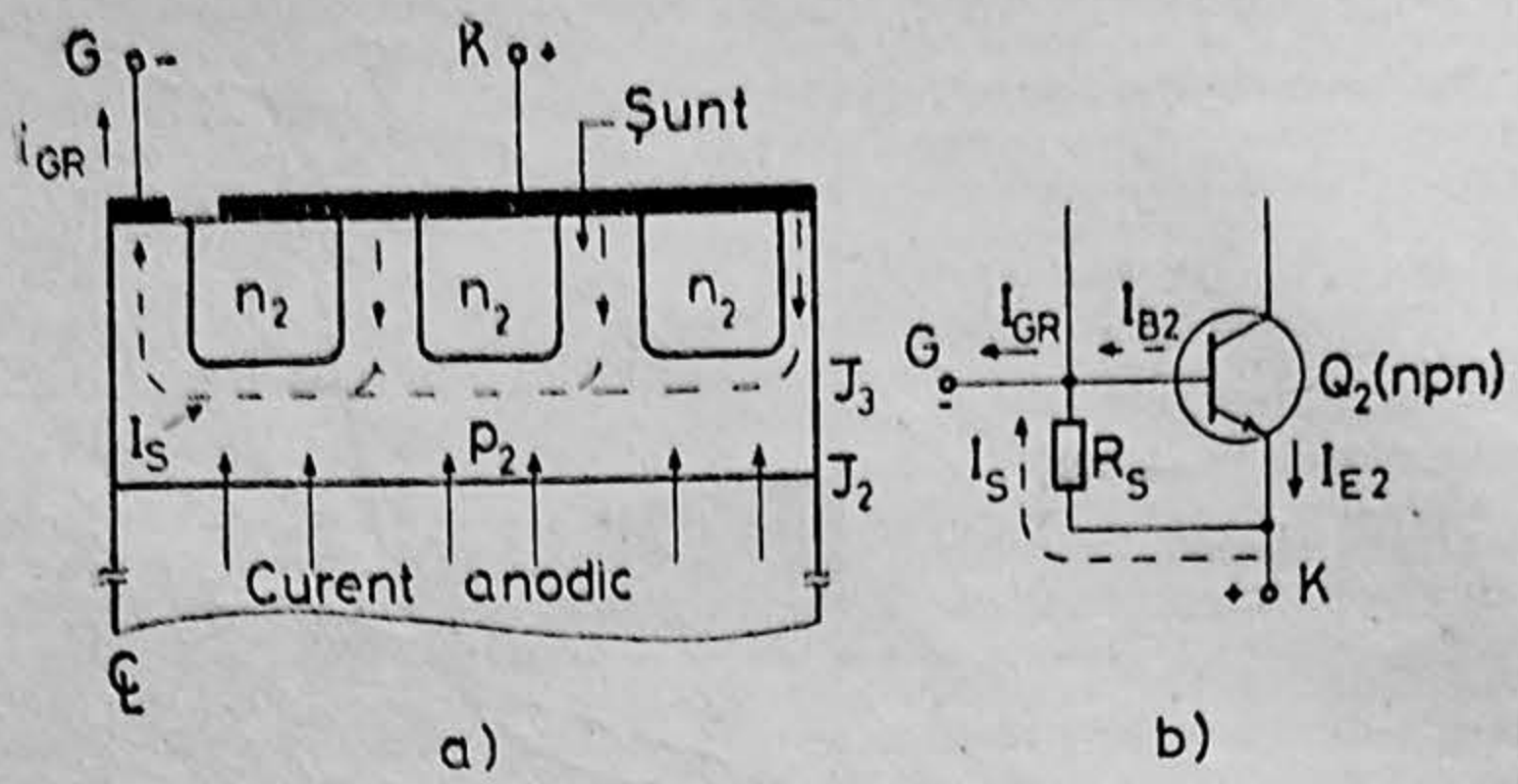


Fig. 1.54. Configurația poartă (G) — catod (K) a unui tiristor GTO cu șunturi de catod, la aplicarea unui semnal negativ între terminalele G și K în vederea stingerii dispozitivului (a) și schema echivalentă de circuit ilustrînd extragerea preferențială a curentului via rezistorul R_S (b).

(figura 1.55.). Rețeaua de rezistențe distribuite a șunturilor de anod constituie căi preferențiale de curent între baza n_1 și metalizarea de anod. Principiul de acțiune și efectele șunturilor de anod sînt identice cu cele descrise pentru șunturile de catod. Utilizarea șunturilor de anod permite efectuarea unui control riguros asupra eficienței de injecție a emitorului p_1, deci asupra cîștigului în curent α_{pnp} al tranzistorului *pnp* component al structurii tiristorului.

Principiul diminuării factorului α_{pnp} într-un tiristor cu șunturi de anod (figura 1.56.) este identic cu cel prezentat în legătură cu figura 1.52. Efectul

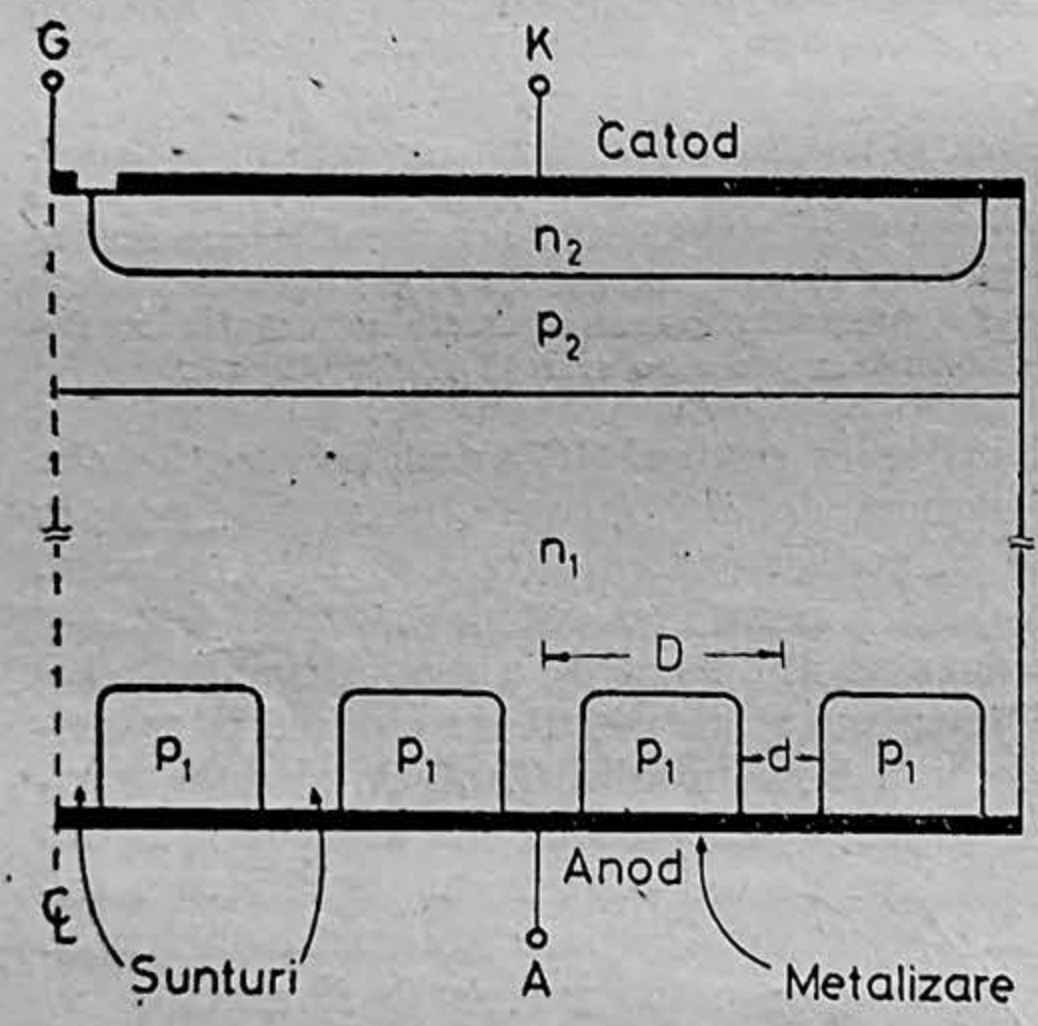


Fig. 1.55. Structura unui tiristor cu șunturi de anod și simetrie radială (d este diametrul unui șunt, D este distanța dintre centrele a două șunturi adiacente).

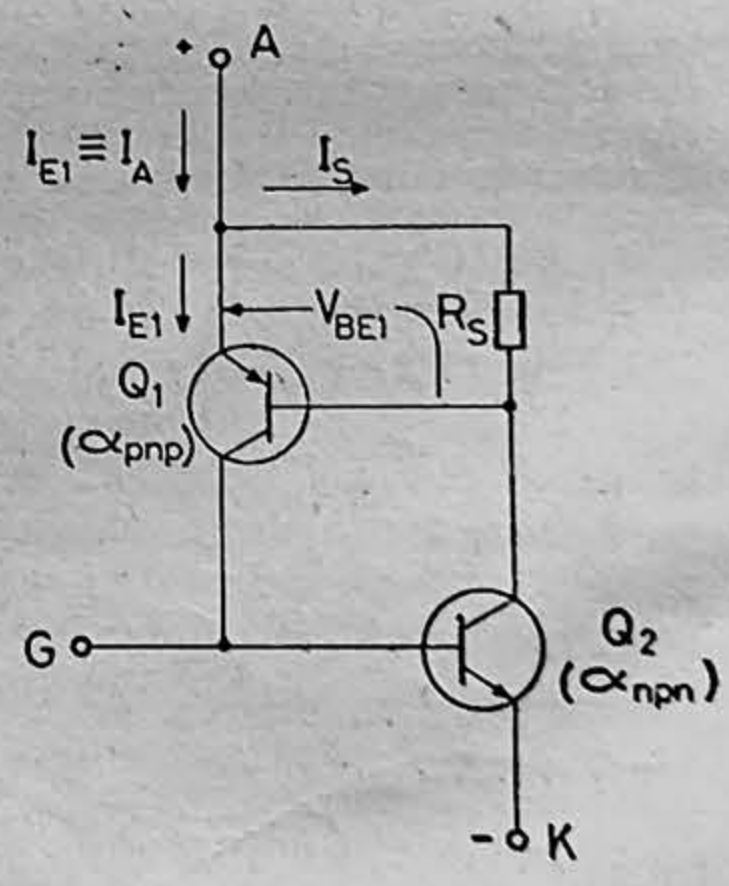


Fig. 1.56. Schema echivalentă simplificată formată din două tranzistoare complementare a structurii unui tiristor avînd șunturi de anod și aflat în starea de blocare în direct (Rezistorul R_S modelează efectul global al rezistenței distribuite a șunturilor).

șunturilor se traduce prin reducerea valorii factorului α_{pnp}, caracteristic pentru tranzistorul Q_1 (fără șunturi), la cea a factorului de cîștig *efectiv* în curent $\alpha_{pnp(ef)}$ [5]:

$$\alpha_{pnp(ef)} = \alpha_{pnp} \frac{I_{E1}}{I_{E1} + \frac{V_{BE1}}{R_S}} = \frac{\alpha_{pnp}}{\left(1 + \frac{I_S}{I_{E1}}\right)} \qquad (1.78.)$$

Factorul $\alpha_{pnp(ef)}$ scade odată cu reducerea valorii rezistenței șunturilor R_S. Ponderea curentului I_S în funcție de tensiunea V_{BE1} a joncțiunii de anod (J_1) este cea indicată pe caracteristica din figura 1.53.

Șunturile de anod sînt utilizate în tiristoarele *GTO* atît pentru îmbunătățirea parametrilor de blocare în direct (capabilitatea în dV/dt, tensiunea maximă de blocare), cît și pentru micșorarea timpului de blocare pe poartă [5]. Utilizarea șunturilor de anod în tiristoarele *GTO* conduce însă la pierderea capacității acestor dispozitive de a bloca tensiuni aplicate în invers (vezi §.4.2.3.).

Modul de proiectare al șunturilor de catod și anod este identic. Întrucît rezistivitatea bazei n_1 (ρ_{n1}) este mult mai mare decît cea a bazei p_2 ($\bar{\rho}_{p2}$), densitatea de amplasare a șunturilor distribuite de anod în vederea prevenirii fenomenului de polarizare în direct a joncțiunii J_1 (p_1n_1) este superioară densității corespunzătoare a șunturilor de catod utilizate în același scop (vezi §.3.3.5.).

Unele tipuri de tiristoare moderne utilizează ambele variante de șunturi de emitor (vezi §.4.2.3.).

În concluzie, **rolul principal al șunturilor de emitor în tiristoare este:** a) de a crea căi preferențiale de evacuare a curenților de natură parazită din bazele corespunzătoare **direct** spre metalizarea de emitor, evitînd astfel stratul emitorului respectiv; b) de a inhiba astfel injecția din emitor în baza adiacentă, deci și tendința factorilor de cîștig α de a crește rapid cu nivelul curentului prin dispozitiv. Menținerea pe această cale a valorii efective a factorilor de cîștig în curent α_{npn} și/sau α_{pnp} la un nivel scăzut previne declanșarea proceselor regenerative din structura *pnpn* blocată în direct care, bazate pe dependența mutuală dintre curentul anodic și factorii α, ar putea conduce la îndeplinirea condiției (1.11.), adică la amorsarea parazită (nedorită) a tiristorului.

1.5.4. Parametrii termici

1.5.4.1. Considerații generale

Funcționarea tiristoarelor în diferite regimuri de lucru (staționare și tranzitorii) este însoțită de încălzirea structurii dispozitivelor datorită disipării puterii electrice (produsul dintre curentul prin și tensiunea pe tiristor). La frecvențe de funcționare relativ joase, cum este frecvența rețelei (50 Hz), sursa principală a disipărilor de putere o reprezintă curentul (I_{TM}) și căderea de tensiune (V_{TM}) în conducție directă. La frecvențe de lucru mai înalte (>500 Hz), o importanță crescîndă capătă pierderile de comutație, asociate proceselor tranzitorii de amorsare și stingere. O componentă suplimentară a pierderilor totale în timpul funcționării tiristoarelor în calitate de comutatoare electronice o constituie disipările de putere în starea de blocare („*OFF*"), determinate de produsul dintre tensiunea blocată și cu-

rentul rezidual (vezi §.2.2. și §.2.3.). O altă sursă a energiei termice degajate în structura *pnpn* o constituie produsul dintre curentul și tensiunea de poartă (I_G, V_G). În cazul dispozitivelor *GTO*, energia disipată pe poartă în timpul procesului tranzitoriu de blocare poate fi considerabilă, în principal datorită valorilor mari ale curentului extras pe poartă (vezi §.1.4.5.).

Pentru o funcționare fiabilă a tiristoarelor și evitarea ambalării lor termice, este necesară asigurarea evacuării căldurii din structura dispozitivelor, degajate în diferite regimuri de lucru, cu o rată cel puțin egală cu cea a generării acesteia. Atingerea condiției de echilibru termic, caracterizate prin egalitatea energiilor generate și evacuate din dispozitive, se efectuează la o temperatură a structurii de siliciu **sub** 125°C. Peste această temperatură are loc o degradare considerabilă a proprietăților și parametrilor de bază ai tiristoarelor. Astfel, la temperaturi ale structurii *pnpn* superioare pragului de 125°C, componenta de generare termică a curenților reziduali (I_D și I_R) devine importantă (vezi §.2.2. și §.2.3.). Creșterea pronunțată cu temperatura a curentului I_D poate determina amorsarea parazită a tiristoarelor (vezi §.2.4.). În cazul blocării în invers a unor tensiuni de valori ridicate, creșterea curentului I_R cu temperatura conduce la disipări mari de putere, deci la încălzirea structurii *pnpn*, ceea ce, la rîndu-i induce creșterea curentului I_R, ș.a.m.d. Această reacție electrotermică pozitivă se numește ***ambalare termică*** (*„thermal runaway"*) și poate conduce la distrugerea tiristoarelor [1] — [6] [8] [15].

Proprietățile termice ale tiristoarelor au o importanță deosebită în determinarea ratei de evacuare — prin conducție termică — a căldurii degajate în structura *pnpn* înspre exteriorul dispozitivelor. Parametrii termici ai tiristoarelor care limitează nivelul de putere maxim-admisibil sînt : *rezistența termică joncțiune-capsulă* R_{thj-c} și *impedanța termică joncțiune-capsulă* Z_{thj-c}. Un rol major în funcționarea tiristorului îl au : *temperatura intrinsecă* T_i (vezi §.1.5.2.3.) și *temperatura maximă a joncțiunii* $T_{vj\,max}$.

Prin convenție, **temperatura joncțiunii** (sau temperatura joncțiunii virtuale) T_{vj} **este temperatura structurii de siliciu.** Această definiție evită precizarea regiunii din structura *pnpn* în care are loc disiparea preferențială de putere și se atinge valoarea temperaturii maxim-admisibile $T_{vj\,max}$ [2] [5] [15].

1.5.4.2. Rezistența termică

Rezistența termică joncțiune-capsulă R_{thj-c} a unui dispozitiv se definește ca raportul dintre diferența $\Delta T = T_{vj} - T_c$ (între temperatura joncțiunii T_{vj} și temperatura externă a capsulei T_c) și variația de putere disipată ΔP_D, care determină creșterea temperaturii joncțiunii față de T_c, considerată ca referință :

$$R_{th\,j-c} = \frac{\Delta T}{\Delta P_D} = \frac{T_{vj} - T_c}{\Delta P_D} \quad [°C/W] \tag{1.79.}$$

Pentru temperatura joncțiunii (structurii de siliciu) de $T_{vj\,max} = 125°C$, iar cea a capsulei T_c egală cu temperatura ambiantă (de referință) T_a ($T_c = T_a = 25°C$), puterea maximă P_{Dmax} care poate fi disipată de un tiristor în regim staționar este :

$$P_{Dmax} = \frac{T_{vj\,max} - T_c}{R_{th\,j-c}} = \frac{125°C - 25°C}{R_{th\,j-c}} = \frac{100°C}{R_{th\,j-c}} \tag{1.80.}$$

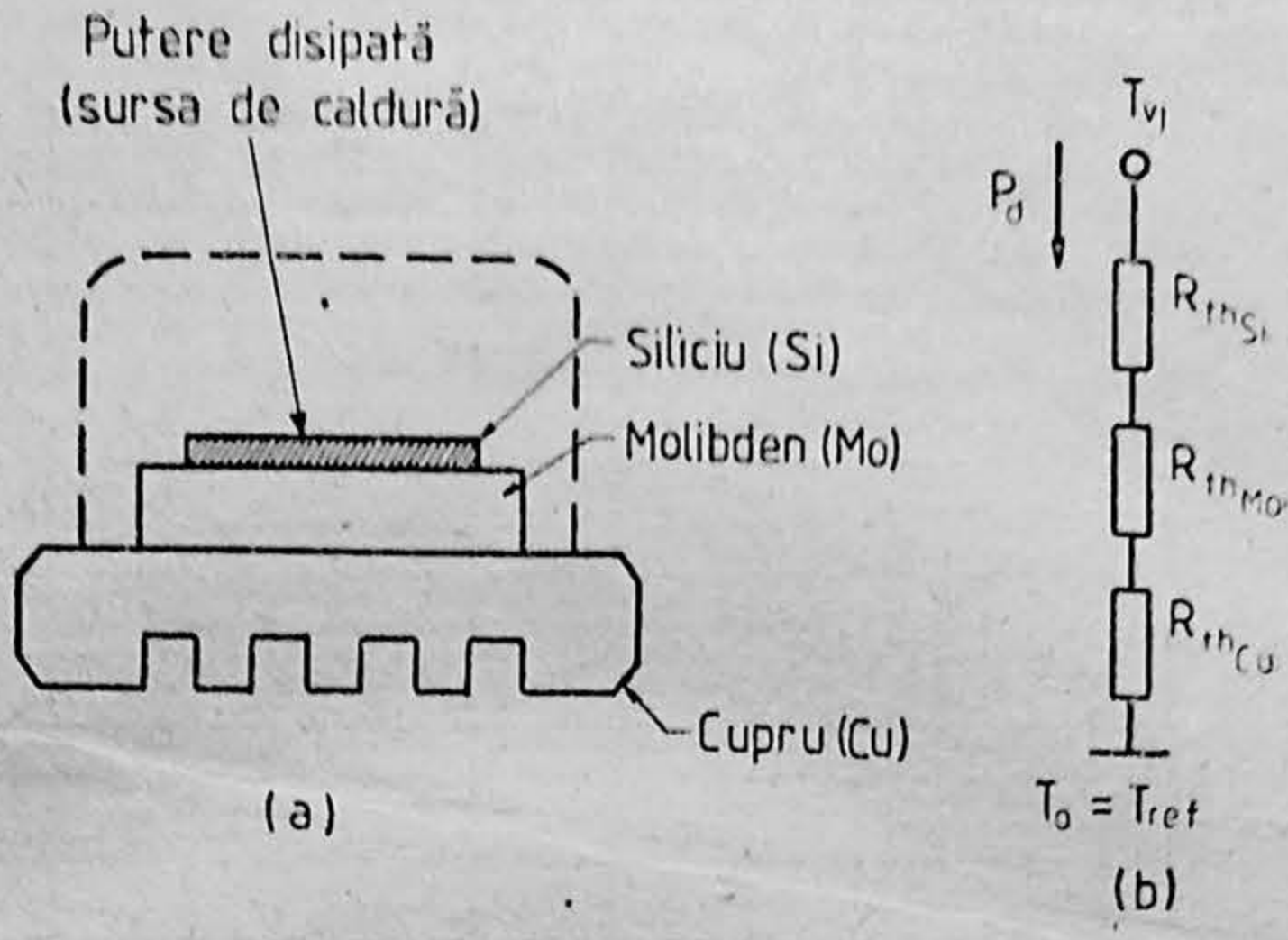


Fig. 1.57. Structura internă schematică (simplificată) a unui tiristor (*a*) și schema sa echivalentă termică de circuit (*b*).

Din relația (1.80) rezultă că puterea maximă pe care o poate disipa un tiristor operat la temperatura maximă a joncțiunii $T_{vj\ max}$ (125°C) — în cazul menținerii temperaturii capsulei sale T_c la valoarea T_a — depinde (invers proporțional) **numai** rezistența sa termică $R_{th\ j-c}$. În regim de curent continuu, puterea maximă disipată este produsul dintre curentul mediu $I_{T(AV)}$ și căderea de tensiune în direct V_{TM}. În consecință, relația (1.80) predictează puterea maximă $P_D = I_{T(AV)} \cdot V_{TM}$ pe care o poate disipa un tiristor în regim nominal de curent continuu ($I_{T(AV)}$ fără a depăși temperatura $T_{vj} = 125°C$.

Structura internă a unui tiristor este prezentată schematic în figura 1.57.*a*. Structura de siliciu (*pnpn*) se află în contact intim cu contraelectrodul de molibden; ambele materiale au valori apropiate ale coeficientului de dilatare termică. Ambaza de cupru are facilități de montare pe radiator. Căldura degajată în placheta de siliciu în timpul funcționării dispozitivului este evacuată în exterior via contraelectrodul de molibden și ambaza de cupru. Pe baza acestui model rezultă că parametrul $R_{th\ j-c}$ este **rezistența pe care părțile constitutive ale capsulei o opun procesului de evacuare a căldurii prin conducție.** Prin analogie cu rezistența electrică, rezistența termică R_{th} a fiecărui element al ansamblului din figura 1.57.*a*. se exprimă prin:

$$R_{th} = \frac{1}{K}\frac{l}{S}\ [°C/W] \qquad (1.81.)$$

unde: K este conductivitatea termică a materialului implicat (W/°K. cm sau W°/C·cm), l și S este lungimea (cm), respectiv secțiunea/aria (cm^2) materialului. Dimensiunile menționate ale conductivității termice K rezultă din egalarea relațiilor (1.79) și (1.81).

Prin intermediul conductivității termice K, rezistența termică R_{th} a plachetei de siliciu este puternic dependentă de temperatura T. Scăderea pronunțată a conductivității termice a siliciului K_{Si} cu creșterea temperaturii (figura 1.58.) facilitează ambalarea termică [20] și instalarea instabi-

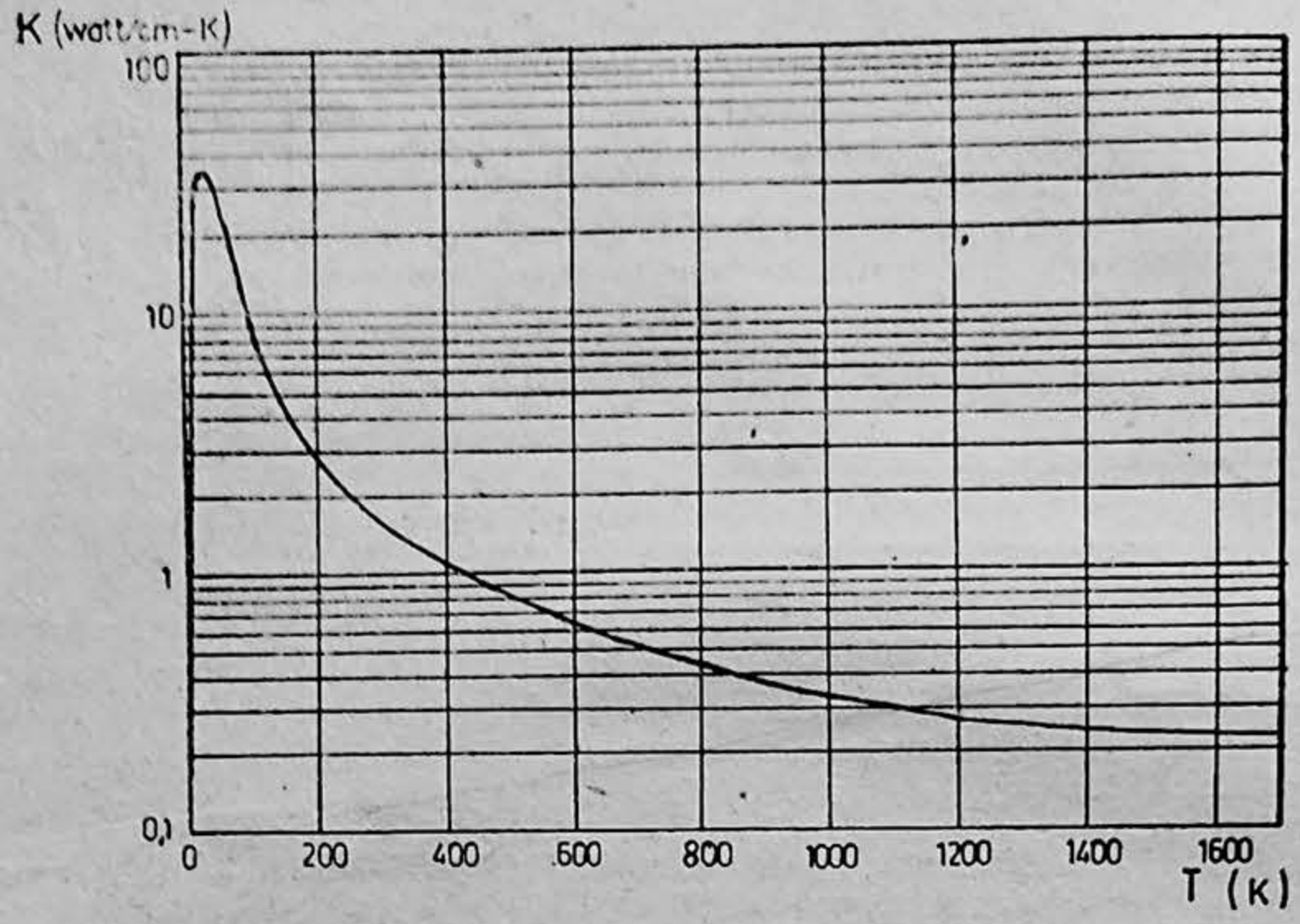


Fig. 1.58. Dependența conductivității termice a siliciului K_{Si} de temperatura T.

lității electrotermice în diferite regimuri de funcționare ale tiristoarelor. Relația $K_{Si} = f(T)$ exprimă o reacție termică pozitivă intrinsecă siliciului. Astfel, creșterea temperaturii unei plachete de siliciu deteriorează capacitatea acesteia de a conduce căldura, ceea ce favorizează încălzirea structurii, deci scăderea parametrului K, ș.a.m.d.

Utilizînd echivalența dintre mărimile termice și cele electrice (*temperatură—potențial, putere/căldură—curent, rezistență termică—rezistență electrică*), temperatura joncțiunii T_{vj} se exprimă — în funcție de puterea disipată P_D și rezistențele termice parțiale ale părților constitutive ale capsulei — prin (figura 1.57, *b*):

$$T_{vj} = T_a + P_D(R_{th(Si)} + R_{th(Mo)} + R_{th(Cu)}) = T_a + P_D \cdot R_{th\,j-c} \qquad (1.82.)$$

O capabilitate superioară în putere, asociată unei rezistențe termice substanțial diminuate, este caracteristică pentru tiristoarele cu răcire pe ambele părți ale capsulei (figura 1.59.). Căldura degajată în placheta de siliciu (*Si*) în timpul funcționării dispozitivului este evacuată *simultan* spre anod și catod. Schema echivalentă termică a unei asemenea structuri este formată din două rețele de rezistențe termice, conectate în paralel (figura 1.59.*b*.).

Energia disipată în structura unui tiristor în cursul funcționării sale în regim de „*ON/OFF*“ conduce, de regulă, la creșterea temperaturii capsulei T_c peste valoarea temperaturii ambiante T_a (Temperatura maxim-admisibilă a capsulei $T_{c\,max} = 85°C$). Din punct de vedere formal, creșterea temperaturii capsulei T_c ($> T_a$), micșorează diferența de la numărătorul expresiei (1.80), ceea ce are drept consecință diminuarea puterii maxime $P_{D\,max}$ care poate fi disipată pe tiristor în regim termic staționar. Pentru a maximiza capabilitatea în putere a tiristoarelor, acestea sînt prevăzute cu (sau plasate pe) un *radiator metalic* (*heat-sink*), care are rolul de a menține temperatura capsulei T_c la o valoare apropiată de cea a mediului ambiant (figura 1.59.*a*.). Evacuarea în exterior a căldurii degajate în structura de siliciu

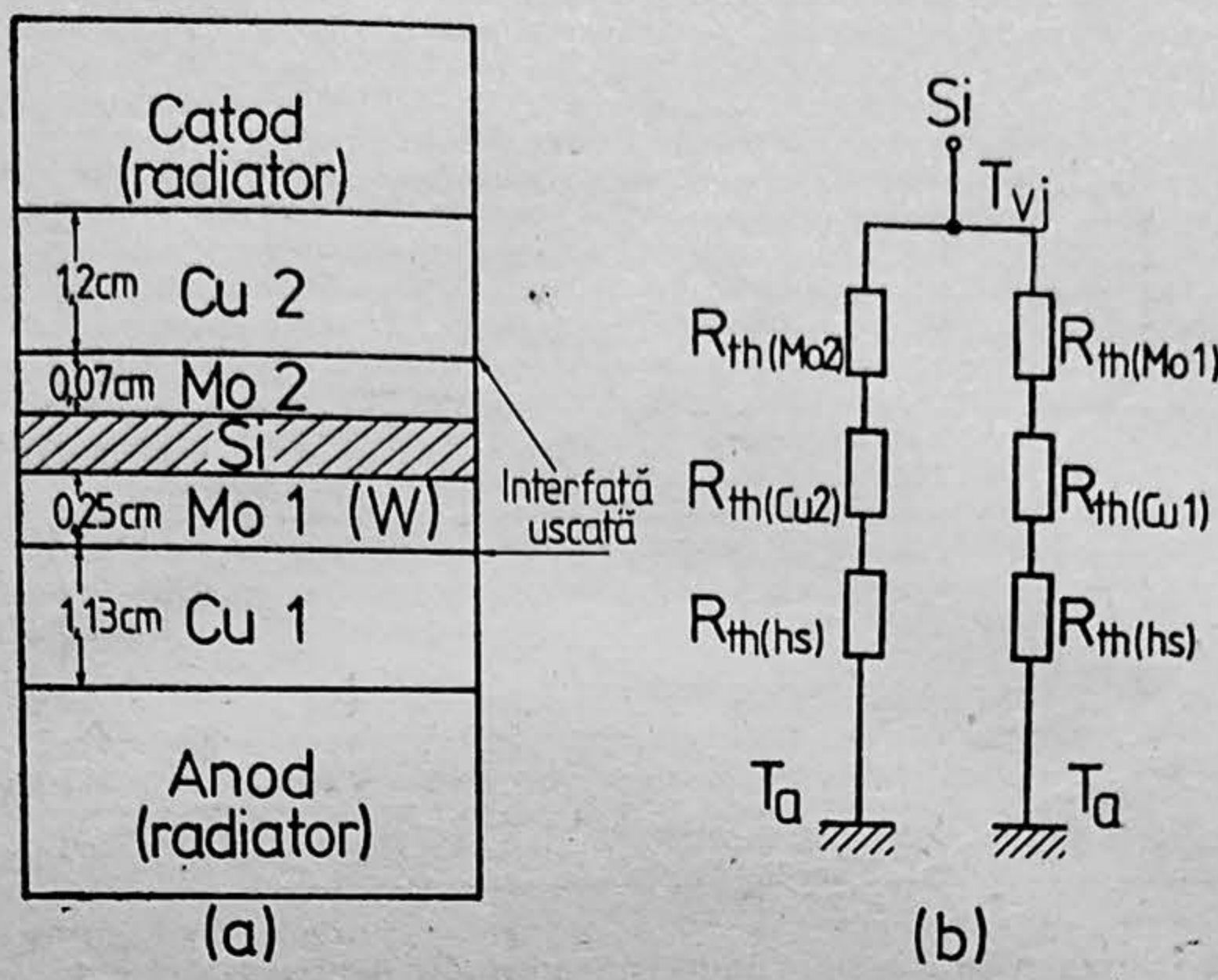


Fig. 1.59. (*a*) Structura unui tiristor cu contacte presate (răcire pe ambele fețe) și (*b*) schema sa echivalentă termică de circuit.

are loc în acest caz atît prin **conducție** (de la siliciu înspre radiator), cît și prin **convecție** (de la radiator înspre mediul ambiant). Minimizarea rezistenței termice a radiatorului $R_{th(hs)}$ (fabricat de regulă, din aluminiu) implică maximizarea ariei sale de contact cu mediul ambiant.

1.5.4.3. Impedanța termică

Răspunsul termic tranzitoriu al unui tiristor este determinat de impedanța sa termică tranzitorie joncțiune-capsulă $Z_{th\ j-c}$. În mod identic cu relația (1.79.), impedanța termică $Z_{th\ j-c}(t)$ se definește prin [1] — [6]:

$$Z_{th\ j-c} = \frac{\Delta T(t)}{\Delta P_D} = \frac{T_{vj}(t) - T_{ref}}{\Delta P_D} \qquad (1.83.)$$

unde: $\Delta T(t)$ este valoarea instantanee a temperaturii joncțiunii $T_{vj}(t)$, în raport cu temperatura de referință T_{ref}, la aplicarea unui salt de putere ΔP_D.

Variația în timp a impedanței termice tranzitorii $Z_{th\ j-c}(t)$, tipice pentru un tiristor de putere [10], este prezentată în figura 1.60. Dispozitivul în cauză se află montat pe un radiator infinit, ceea ce are drept efect menținerea capsulei la o temperatură T_c fixă și egală cu temperatura ambiantă T_a. Datorită gabaritului mare al unui asemenea radiator, inerția sa termică este considerabil superioară celei a elementelor constitutive ale capsulei (figura 1.59.*a*.). Pentru intervale de timp t suficient de lungi (de ordinul secundelor sau mai mari), impedanța termică $Z_{th}(t)$ se apropie de valoarea sa staționară, identic egală cu rezistența termică joncțiune-capsulă $R_{th\ j-c}$. Pentru intervale de timp t relativ scurte (sub 100 *milisecunde*), valoarea impedanței $Z_{th}(t)$, proporțională cu $\sqrt{t}$, este inferioară rezistenței termice

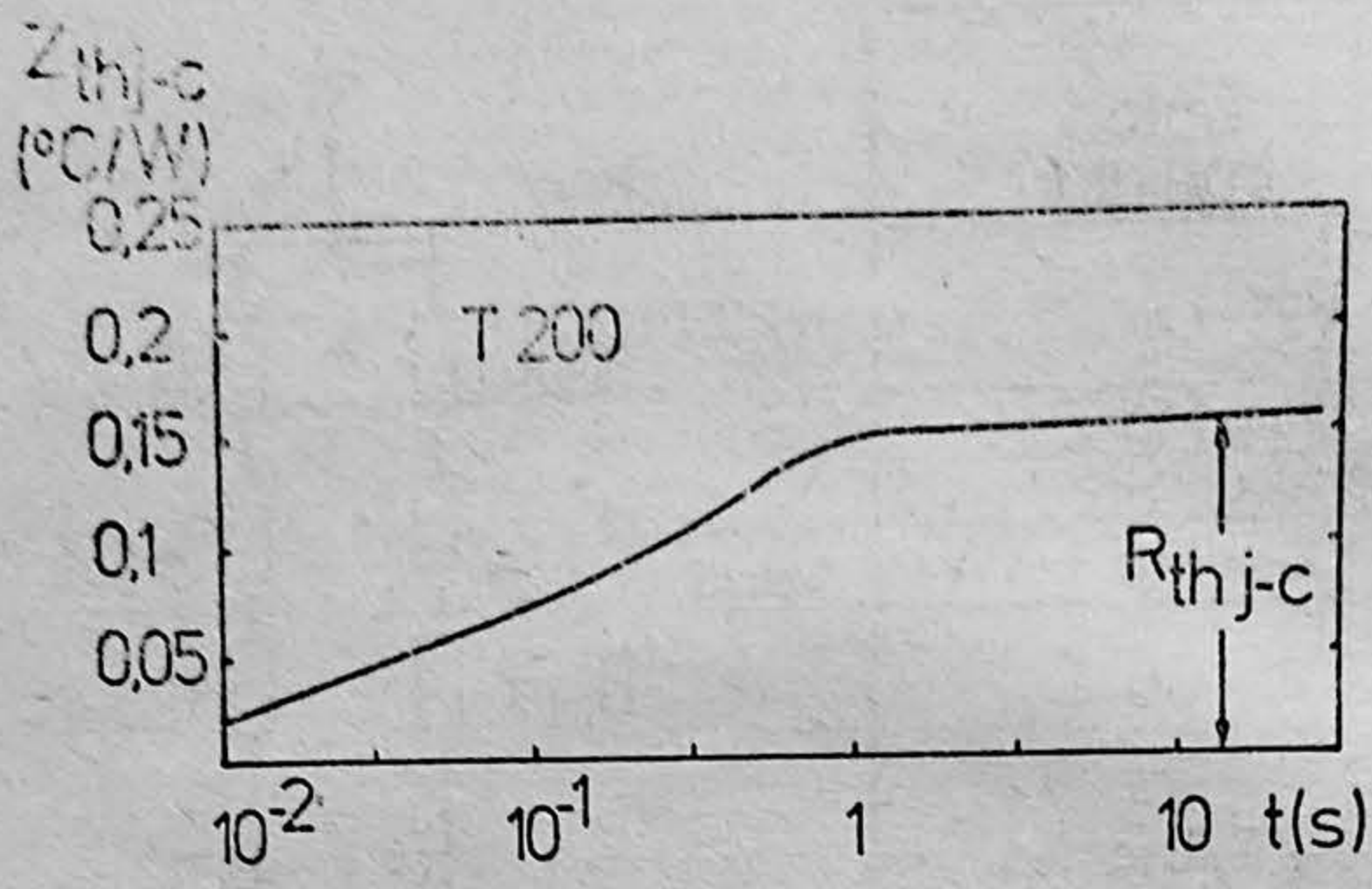


Fig. 1.60. Impedanța termică tranzitorie $Z_{th}(t)$ a unui tiristor de putere, avînd un curent mediu nominal de $I_{T(AV)} = 200$ A.

$R_{th\,j-c}$. Valoarea redusă a impedanței termice Z_{th} pentru timpi t de ordinul milisecundelor are drept consecință pozitivă îngreunarea creșterii temperaturii ΔT (relația 1.83.) în structura *pnpn* a dispozitivului la un nivel dat de putere disipată ΔP_D. Rolul de „*amortizor*" al efectelor calorice a puterii disipate este jucat de **capacitatea termică** C_{th} a fiecărui element al ansamblului capsulei (figura 1.59.*a*.). Parametrul C_{th} se definește ca fiind cantitatea de căldură ΔQ (în W·s) necesară a fi degajată pentru a mări temperatura elementului considerat cu 1°C [2] [3] [20] :

$$C_{th} = \frac{\Delta Q}{\Delta T} = m \cdot c \quad [\text{J/°C}] \tag{1.84.}$$

și este egală cu produsul dintre masa (m) materialului și căldura sa specifică (c). Întrucît masa $m = \rho \cdot V$ este produsul dintre densitatea $\rho(\text{g/cm}^2)$ și volumul $V(\text{cm}^3)$ al materialului considerat, expresia (1.84.) se poate rescrie sub forma :

$$C_{th} = c \cdot \rho \cdot V = c_{th} \cdot V \quad [\text{J/°C}] \tag{1.85.}$$

unde : mărimea $c_{th} = c \cdot \rho$ [J/°C·cm³] poartă denumirea de „**capacitate termică de volum**" (volumică). Valorile parametrilor termici ai materialelor utilizate în capsula unui tiristor sînt specificate în Tabelul 3.6.

Capacitatea termică C_{th} formează, împreună cu rezistența termică R_{th}, impedanța termică Z_{th} a fiecărui element constitutiv al structurii tiristoarelor (figurile 1.57. și 1.59.). Schema echivalentă în parametrii termici ai structurii unui tiristor (figura 1.61.) este formată în acest caz din rețele (R, C), fiecare asemenea grup corespunzînd impedanței termice Z_{th} a fiecărui element al capsulei (siliciu, molibden, cupru, etc.). Căldura totală degajată în joncțiune (structura *pnpn*) în timpul funcționării dispozitivului este modelată în această rețea termică echivalentă de puterea disipată P_D. În acest model se neglijează pierderile rezistive ($\sim I^2 \cdot R$) determinate de trecerea curentului anodic prin părțile metalice ale capsulei (molibden, cupru etc.).

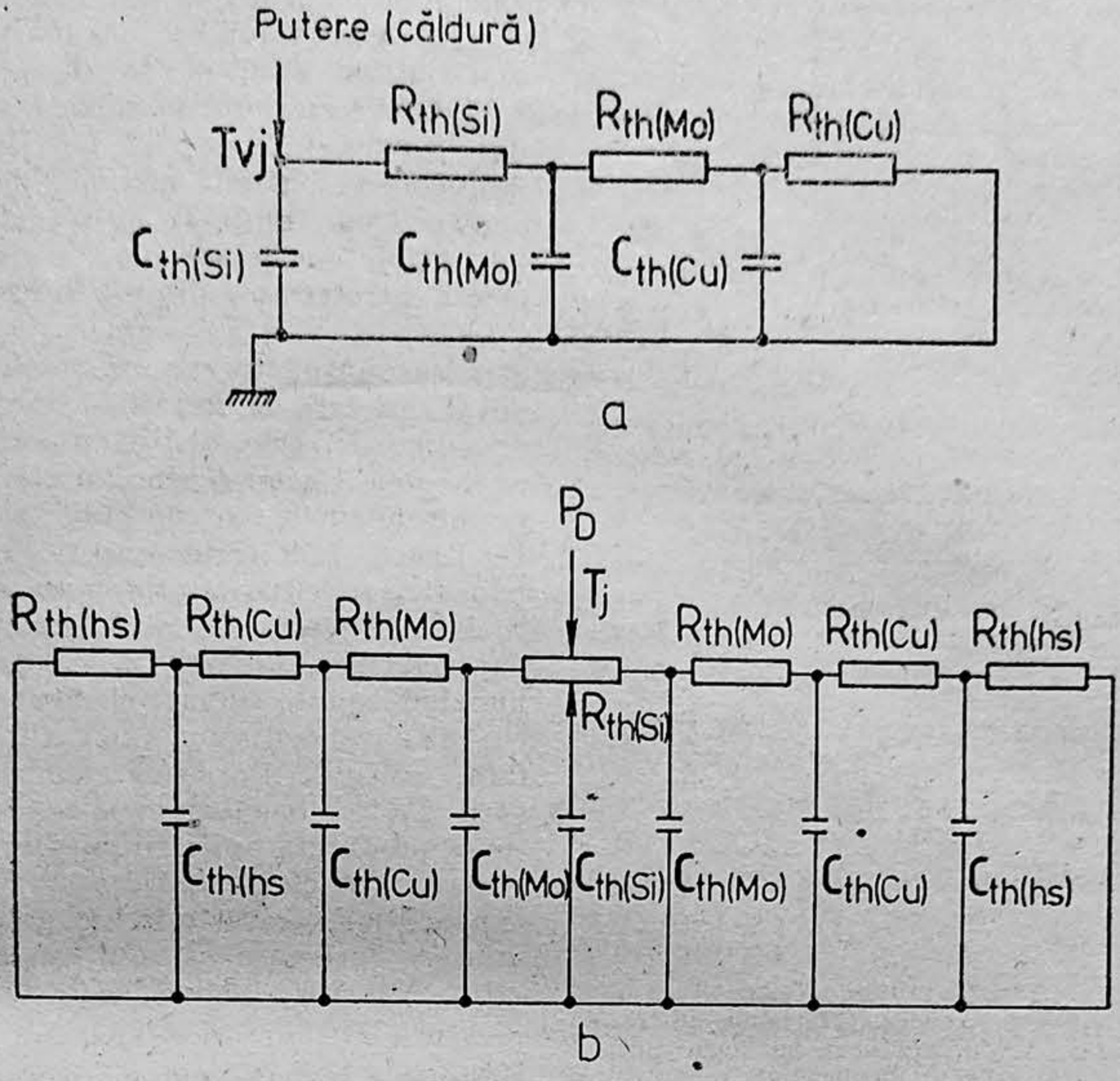


Fig. 1.61. Schema echivalentă termică de circuit pentru regim electrotermic tranzitoriu al configuraţiilor din figurile 1.57 (*a*) şi 1.59 (*b*).

Inerţia termică a fiecărei componente a ansamblului unui tiristor este caracterizată prin **constanta de timp termică** [2], [6] :

$$\tau_{th} = R_{th} \cdot C_{th} \tag{1.86.}$$

determinată de produsul mărimilor (1.81.) şi (1.85.).

O plachetă de siliciu cu grosimea tipică $l = 400\ \mu m$ şi diametrul $\Phi = 30$ mm, are o arie $S = (\pi \cdot \Phi^2/4) \simeq 7\ cm^2$ şi un volum $V = S \cdot l = 0{,}28\ cm^3$. Rezistivitatea termică a siliciului la $T = 300$ K fiind $\rho_{th} = 1/K_{Si} = 0{,}69°C \cdot cm/W$, iar capacitatea sa termică de volum $c_{th} = 1{,}75\ J/°C \cdot cm^3$, rezistenţa termică $R_{th(Si)}$ şi capacitatea termică C_{th} a plachetei au, conform relaţiilor (1.81), respectiv (1.85), valorile:

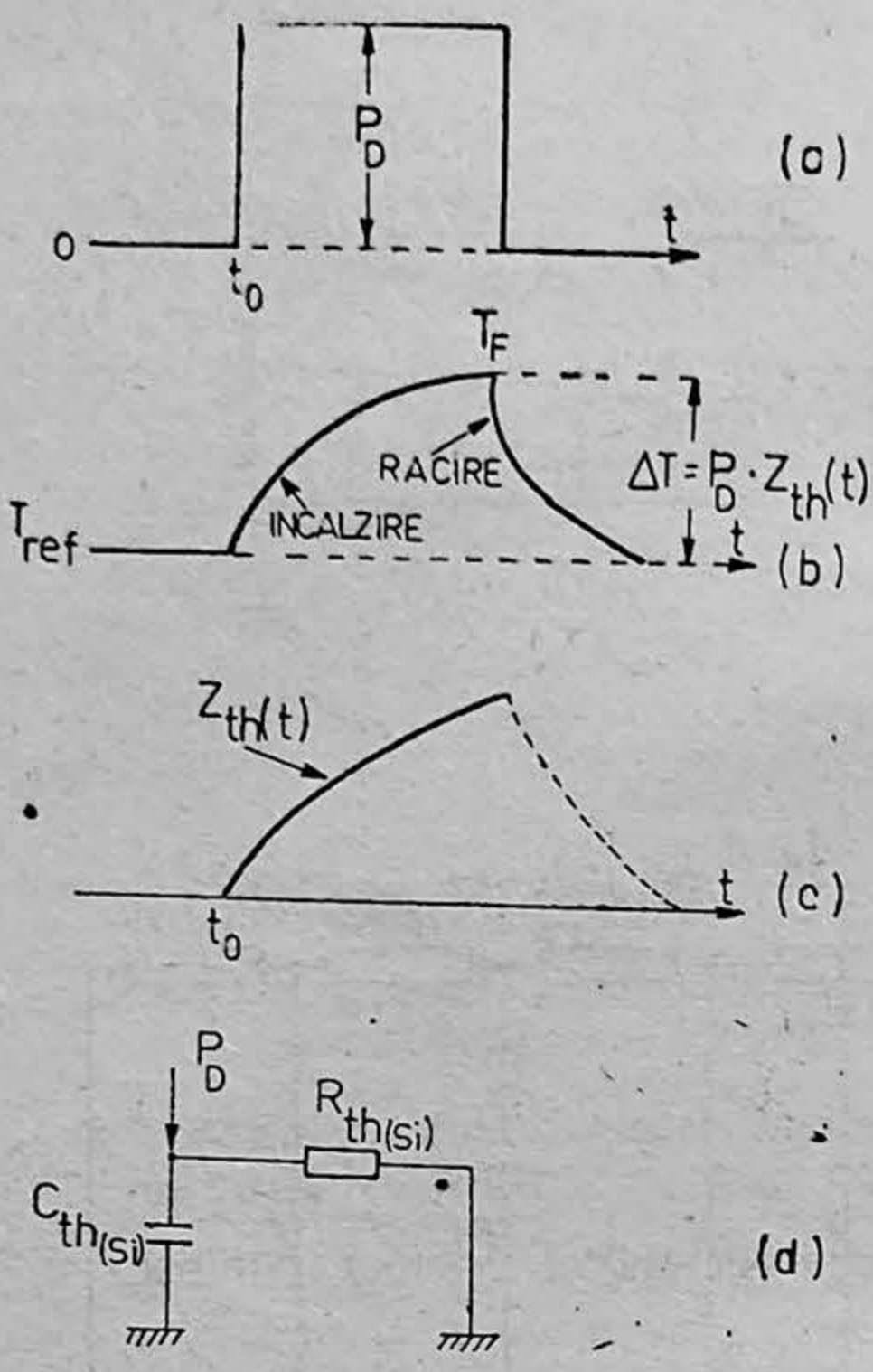
$$R_{th(Si)} = 0{,}69\ \frac{400 \times 10^{-4}}{7} = 0{,}004\ \ °C/W \tag{1.87.}$$

$$C_{th(Si)} = 1{,}75 \times 0{,}28 = 0{,}49\ \ J/°C \tag{1.88.}$$

Constanta de timp termică (relaţia 1.86) are valoarea:

$$\tau_{th(Si)} = 0{,}004 \times 0{,}49 = 1{,}96\ ms \tag{1.89.}$$

Răspunsul termic tranzitoriu al plachetei de siliciu este, deci, de ordinul *milisecundelor*. Constantele de timp termice ale celorlalte componente ale capsulei (molibden, cupru, etc.) sînt considerabil mai mari decît cea a



(a)

Fig. 1.62. Variația în timp a temperaturii T (*b*) și a impedanței termice Z_{th} (*c*) la un salt-treaptă de putere ΔP_D (*a*) aplicat pe un singur element constitutiv (siliciu) al structurii unui tiristor de putere (*d*).

siliciului, în principal datorită grosimii l (volumului V) mai mare al materialelor implicate (vezi figura 1.59.*a*.). Ca urmare, la solicitări în putere cu durate de pînă la cîteva milisecunde, excursia maximă a temperaturii joncțiunii T_{vj} este determinată în principal de fenomenele electrotermice din siliciu (vezi §.2.8.).

Răspunsul termic al rețelelor din figura 1.61. la un salt — treaptă de putere P_D este identic cu reacția unei rețele electrice similare la un impuls de curent cu amplitudinea I. În figura 1.62. este ilustrat răspunsul termic tranzitoriu la un salt-treaptă de putere P_D al unei impedanțe termice Z_{th} (R_{th}, C_{th}), corespunzînd unui singur element al capsulei dispozitivului (în cazul de față, siliciul). Creșterea temperaturii T_{vj} a structurii semiconductoare pe durata aplicării saltului de putere P_D se efectuează după o lege exponențială, caracteristică procesului de încărcare al unui condensator. Valoarea instantanee a temperaturii $T(t)$ în orice moment de timp se exprimă matematic prin [2]:

$$\Delta T(t) = \Delta T\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{th}}}\right) = (T_F - R_{ref})\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{th}}}\right) \qquad (1.90.)$$

unde (figura 1. 62.*b*.) : T_F este valoarea finală a temperaturii structurii la sfîrșitul saltului de putere P_D, T_{ref} este temperatura inițială (de referință) a structurii în momentul aplicării impulsului de putere P_D, iar τ_{th} se exprimă prin relația (1.86.). Se observă că existența capacității termice C_{th} întîrzie creșterea de temperatură $\Delta T(t)$ la aplicarea unui salt de putere. Inerția termică menționată este dictată de constanta de timp τ_{th}.

Impedanța termică tranzitorie Z_{th} (figura 1.62.*c*.) se exprimă prin rerelația (1.83.) cu $\Delta T(t)$ din (1.90.).

La încheierea saltului-treaptă de putere P_D (figura 1.62.), temperatura $\Delta T(t)$ scade după legea :

$$T(t) = (T_F - T_{ref})e^{-\frac{t}{\tau_{th}}} \qquad (1.91.)$$

care este identică cu cea a descărcării unui condensator C. Rata de scădere exponențială a temperaturii $\Delta T(t)$ este dictată tot de constanta de timp termică τ_{th}.

Răspunsul termic al unui singur element al capsulei poate fi extins la întregul circuit termic echivalent al unui dispozitiv de putere (figura 1.61.), format dintr-o rețea interconectată de rezistențe și capacități termice individuale. Răspunsul tranzitoriu al unei asemenea rețele la un salt-treaptă de putere P_D conține o serie de termeni exponențiali de forma (1.90.). Datorită interconectării rețelelor R_{th}, C_{th} individuale, constanta de timp termică τ_{th} al fiecărui termen exponențial implicat este o funcție complexă a tuturor constantelor de timp. Răspunsul termic al unui tiristor încapsulat este dictat de impedanța sa termică Z_{th} (figura 1.60.)

În cazul utilizării unui tiristor într-un chopper (vezi figurile 1.2. și 1.3.), dispozitivul este supus unor impulsuri rectangulare de putere P_D de durată t_i și perioadă T (factor de umplere t_i/T). Răspunsul termic al tiristorului operat în regimul menționat este ilustrat calitativ în figura 1.63. Pe durata impulsurilor de putere se produce încălzirea structurii, iar procesele de răcire au loc în pauza $(T - t_i)$ dintre impulsuri. Regimul termic este caracterizat prin temperatura maximă T_{max} a structurii de siliciu și prin temperatura medie T_{med}. Atingerea echilibrului termic (regim termic staționar) se efectuează la o temperatură medie T_{med} sub 125°C.

Din cele prezentate, rezultă următoarele **concluzii:**

a) Rezistența termică R_{th} este valoarea maximă a impedanței termice Z_{th}. În regim termic staționar Z_{th} tinde la valoarea R_{th}.

b) În regim electrotermic tranzitoriu cu durate inferioare constantei de timp termice globale τ_{th}, impedanța termică Z_{th} este întotdeauna mai mică decît rezistența termică R_{th}, datorită prezenței capacității termice C_{th}.

c) Valoarea redusă a impedanței termice Z_{th} pentru timpi t de ordinul milisecundelor amortizează tendința de creștere a temperaturii T_{vj} (la un nivel prestabilit al puterii disipate P_D).

d) În procese tranzitorii cu perioade de ordinul *milisecundelor*, constantele termice de timp ale siliciului și materialului aflat în contact intim cu acesta (vezi figura 1.59.), joacă un rol important în determinarea excursiei maxime a temperaturii joncțiunii. Regimul electrotermic staționar este controlat în principal de radiatorul utilizat, care are o constantă de timp termică lungă (de ordinul zecilor de secunde).

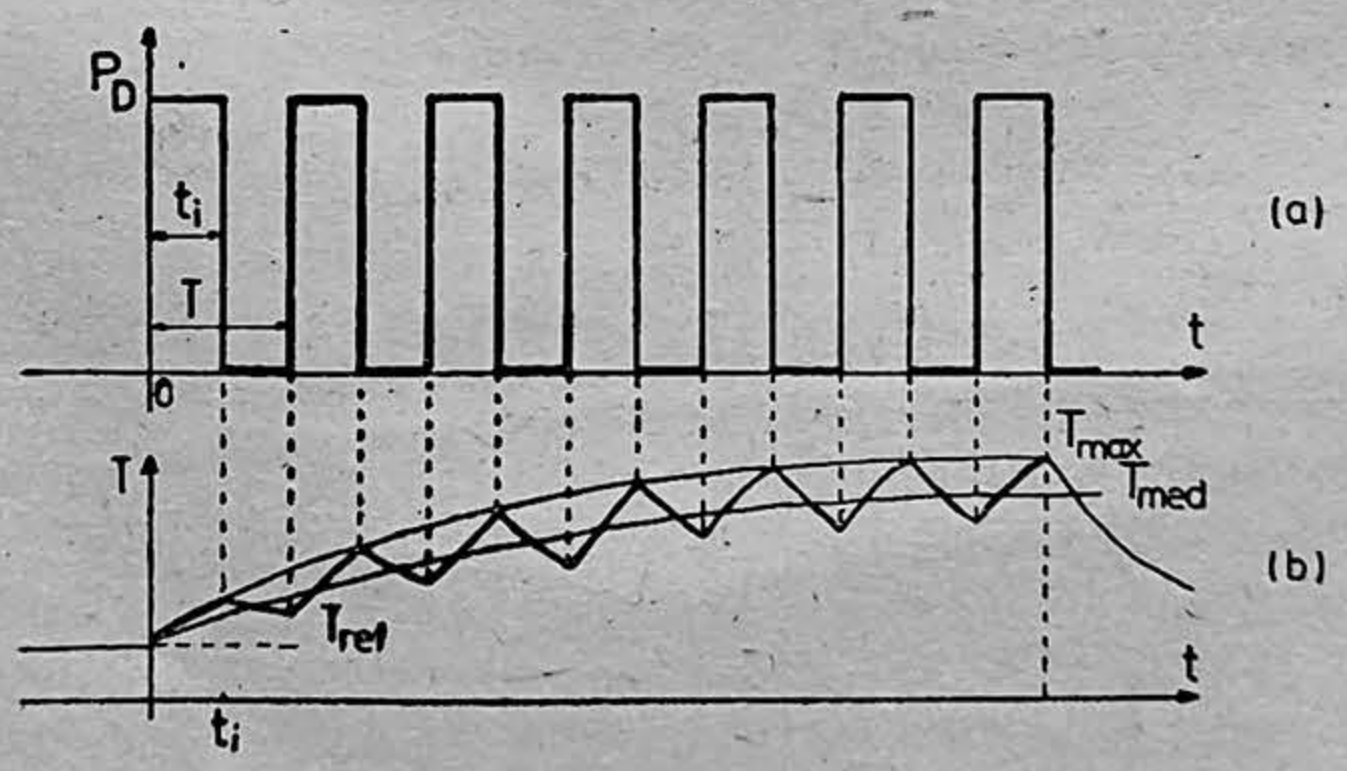


Fig. 1.63. Excursia tipică a temperaturii joncțiunii T_{vj} (*b*) într-un tiristor de putere supus unor impulsuri rectangulare de putere P_D de durată t_i și perioadă T (*a*).

e) Utilizarea tiristoarelor fără radiator reduce atît valoarea rezistenței termice globale, cît și inerția termică a ansamblului (adică timpul necesar pentru ca impedanța $Z_{th}(t)$ să atingă valoarea sa staționară). Absența radiatorului afectează însă capabilitatea în putere a tiristoarelor, deoarece temperatura capsulei crește peste cea a mediului ambiant $T_a (T_c > T_a$, vezi relația 1.80.).

BIBLIOGRAFIE SELECTIVĂ

1. *F. E. Gentry, F. W. Gutzwiller, V. V. Von Zastrow, N. Holonyak*, **Semiconductor Controlled Rectifiers. Principles and Applications of p-n-p-n Devices**, Prentice Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1964.
2. *S. K. Ghandhi*, **Semiconductor Power Devices**, Willey, New York, 1977.
3. *A. Blicher*, **Thyristor Physics**, *Springer Verlag*, New York, 1976.
4. *W. Gerlach*, **Thyristoren**, Springer, Berlin, 1979.
5. *P. D. Taylor*, **Thyristor Design and Realization**, Wiley, New York, 1987.
6. *M. Kubat*, **Power Semiconductors**, Springer Verlag, Berlin, 1984.
7. *R. Sittig, P. Roggwiller (editors)*, **Semiconductor Devices for Power Conditioning**, Plenum Press, New York, 1982.
8. *S. M. Sze*, **Physics of Semiconductor Devices**, Wiley, New York, 1981.
9. * * * **SCR Manual** (5 th edition), General Electric Company, Auburn, New York, 1972.
10. *N. Iosif (coordonator)* **Tiristoare și module de putere**, București, Ed. Tehnică, 1984.
11. * * * **„Understanding GTO data as an aid to circuit design"**, MBLE Techn. Publ. 005 March 1981.
12. *A. Silard*, **„New Developments in the Area of GTO Thyristors"**, in : *(Invited) Proc. 4th Brazilian Workshop Microelectronics*, PROMOCET (Campinas-SP), 1983, pp.371—378.
13. *H. Bösterling, H. Ludwig, R. Schimmer, M. Tscharn*, **„Praxis mit dem GTO"**, *AEG-Telefunken*, Heft **24**, Dez. 1982, pp. 16—21.
14. *M. Drăgănescu*, **Electronica corpului solid**, București, Ed. Tehnică, 1972.
15. *B. J. Baliga*, **Modern Power Devices**, Wiley, New York, 1987.
16. *A. Silard, M. Dufă*, **„Majority-carrier Diffusion Coefficients in Degenerately Doped Silicon"** *J. Appl. Phys.*, **62(9)**, pp. 3 809—3 812, Nov. 1, 1987.
17. *A. Silard, M. Dufă*, **„The Effective Intrinsic Concentration n_{ie} in Degenerately Doped Silicon"**, *J. Appl. Phys.*, **62(9)**, pp. 3 813—3 815, Nov. 1, 1987.
18. *A. S. Grove*, **Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoare**, București, Ed. Tehnică, 1973.
19. *M. A. Green*, **Solar Cells, Operating Principles, Technology and System Applications**, University of New South Wales Press, 1986.
20. *H. Domingos*, **Electro-thermal Overstress Failure in Microelectronics**, RADC-TR-73-87, Final Techn, Report, Clarkson College of Technology, April 1973, pp. 181.

2.

FENOMENE FIZICE ÎN FUNCȚIONAREA TIRISTOARELOR *GTO*

2.1. CONSIDERAȚII GENERALE

Funcționarea tiristoarelor este caracterizată prin *două stări stabile*: blocarea în direct/invers și conducția în direct (vezi figura 1.6.). Operarea tiristoarelor în calitate de comutatoare electronice implică *două faze tranzitorii*: procesul de amorsare (basculareа din starea „*OFF*" în cea de „*ON*") și etapa de revenire din starea de conducție („*ON*") în cea de blocare directă (blocarea sau stingerea). Fiecare dintre aceste patru faze este analizată separat în acest capitol, reliefîndu-se fenomenele tipice funcționării dispozitivelor *GTO*. Abordarea distinctă a celor patru regimuri de funcționare nu exclude însă interdependența acestora. Astfel, de exemplu, detaliile procesului de amorsare pe poartă sînt influențate de condițiile specifice stării anterioare a tiristoarelor (de blocare în direct) și de nivelul curentului care trebuie asigurat în starea de conducție directă. În dispozitive *GTO*, fenomenele la blocarea pe poartă sînt profund marcate de magnitudinea curentului în starea de conducție directă, de valoarea finală a tensiunii de blocare în direct (V_{FB}) și de rata creșterii acestei tensiuni (dV_D/dt). Înțelegerea proceselor specifice și ale particularităților fenomenologice, caracteristice fiecărui mod de funcționare, este esențială pentru proiectarea și utilizarea optimală a dispozitivelor *GTO*.

Fenomenele fizice în diferite regimuri de lucru ale tiristoarelor *GTO* sînt examinate într-o succesiune logică: din starea de blocare („*OFF*") în cea de conducție directă („*ON*"), urmată de revenirea în starea de blocare în direct. Detalierea fenomenelor tipice pentru toate dispozitivele cu structura *pnpn* facilitează înțelegerea principiilor de funcționare ale structurilor de concepție avansată, bazate pe integrarea funcțională bipolar — *MOS* (vezi Capitolul 5).

2.2. ANALIZA STARII DE BLOCARE ÎN INVERS

În starea de blocare în invers a structurii *pnpn*, tensiunea anodică pe tiristor este negativă în raport cu catodul (vezi figura 1.6.). Repartiția internă a tensiunii inverse aplicate este indicată în figura 2.1.: joncțiunile J_1 și J_3 sînt polarizate în invers, iar joncțiunea centrală (J_2) este polarizată în direct. Considerînd cele trei joncțiuni ca abrupte și asimetrice, iar dopajul cu impurități a celor patru straturi ale structurii *pnpn* ca fiind uniform (cu valorile tipice indicate în figura 2.1.), tensiunile de străpungere în avalanșă V_{BR} ale

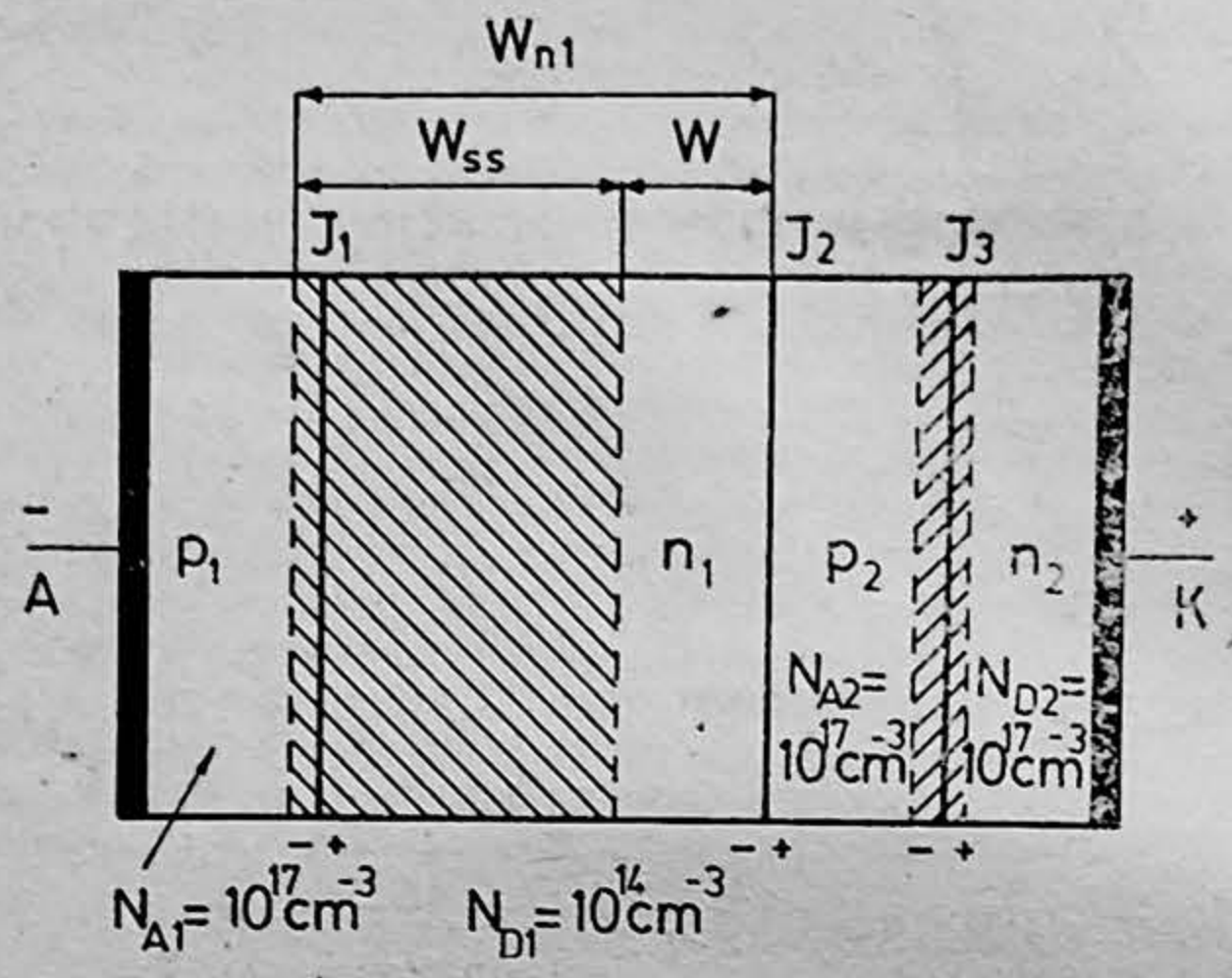


Fig. 2.1. Tiristor în starea de blocare în invers, cu indicarea polarizării joncțiunilor J_1, J_2 și J_3. (Dopajul cu impurități al fiecărui strat semiconductor al structurii *pnpn* se consideră uniform).

joncțiunilor polarizate în invers (J_1 și J_3) se obțin din următoarele relații* [1] — [5] :

$$V_{BR(J1)} = \frac{\varepsilon_o \cdot \varepsilon_s \cdot E_{cr}^2}{2qN_{D1}} = 2\,915 \text{ V} \qquad (2.1.)$$

$$V_{BR(J3)} = \frac{\varepsilon_o \cdot \varepsilon_s E_{cr}^2}{2 \cdot q \cdot N_{A2}} \simeq 2{,}9 \text{ V} \qquad (2.2.)$$

(utilizîndu-se următoarele date : $\varepsilon_o = 8{,}86 . 10^{-14}$ F/cm ; $\varepsilon_s = 11{,}7$; $q = 1{,}6 . 10^{-19}$C ; $E_{cr} = 3 . 10^5$ *V/cm* în siliciu ; $N_{D1} = 10^{14}$ cm^{-3} ; $N_{A2} = 10^{17}$ cm^{-3}).

Rezultatele numerice indică faptul că tensiunea inversă aplicată pe tiristor este „susținută" (blocată) de joncțiunea de anod J_1 : datorită dopării relativ puternice cu impurități a bazei p_2, joncțiunea de catod J_3 se străpunge la valori extrem de reduse ale tensiunii inverse aplicate (vezi figura 3.6.). Din relația (2.1.) rezultă că tensiunea de străpungere în avalanșă a joncțiunii J_1 este cu atît mai ridicată cu cît nivelul de dopare cu impurități (N_{D1}) al bazei n_1 este mai redus (vezi figura 3.43.).

Extinderea zonei de sarcină spațială W_{ss} a joncțiunii J_1 (figura 2.1.) la o valoare a tensiunii inverse aplicate egală cu $V_{BR(J1)}$, calculată cu relația (2.1.), este de (vezi relația 3.61.) :

$$W_{ss} \simeq \frac{2V_{BR(J_1)}}{E_{cr}} \simeq \sqrt{\frac{2\varepsilon_o \cdot \varepsilon_s \cdot V_{BR(J_1)}}{q \cdot N_{D1}}} \simeq 194 \ \mu\text{m}$$

Se remarcă faptul că, pentru a „susține" tensiuni inverse de valori ridicate, baza n_1 a tiristoarelor trebuie să posede o grosime (W_{n1}) relativ mare. La valori prestabilite ale tensiunii inverse aplicate, extinderea zonei de sar-

* Vezi § 3.5.2 și § 3.5.3.1. Rezultate identice se obțin cu ajutorul relației (3.64).

cină spațială (W_{ss}) în baza n_1 este cu atît mai mare, cu cît nivelul de dopare cu impurități al acestui strat (N_{D1}) este mai redus (vezi figura 3.43.). Dacă grosimea bazei n_1 este redusă, dispozitivele polarizate în invers se pot străpunge prin **efectul de pătrundere** („punchthrough" sau „reachthrough"): zona de sarcină spațială se extinde în toată baza n_1 și, în consecință, joncțiunea J_1 este „scurtcircuitată" la joncțiunea J_2 (vezi §.3.5.3.2.). Expresia tensiunii de pătrundere („punchthrough") V_{PT} se obține din relația 2.3. — pentru $W_{ss} = W_{n1}$ — sub forma (figura 2.1.):

$$V_{PT} = \frac{qN_{D1} \cdot W_{n1}^2}{2\varepsilon_0\varepsilon_s} \quad [V] \qquad (2.4.)$$

Influența rezistivității și grosimii bazei n_1 asupra tensiunii de străpungere V_{BR} este ilustrată în figura 2.2., care reliefează limitările fundamentale ale capabilității de blocare în invers/direct a tiristoarelor. Atunci cînd grosimea stratului n_1 (W_{n1}) este mai mare decît extinderea zonei golite W_{ss} ($W_{n1} > W_{ss}$, figura 2.1.), tensiunea maximă de blocare a structurii *pnpn* este limitată de fenomenul străpungerii în avalanșă (vezi §. 3.5.2.). Valoarea tensiunii aplicate, care determină străpungerea în avalanșă, scade odată cu creșterea nivelului de dopare cu impurități al bazei n_1 (vezi relația 2.1., figurile 2.2. și 3.43.). Pentru valori prestabilite ale grosimii bazei n_1 (între 200 μm și 400 μm în figura 2.2.), *tensiunea de străpungere prin pătrundere* (V_{PT}) se micșorează odată cu creșterea rezistivității (scăderea nivelului de dopare N_{D1}) a stratu-

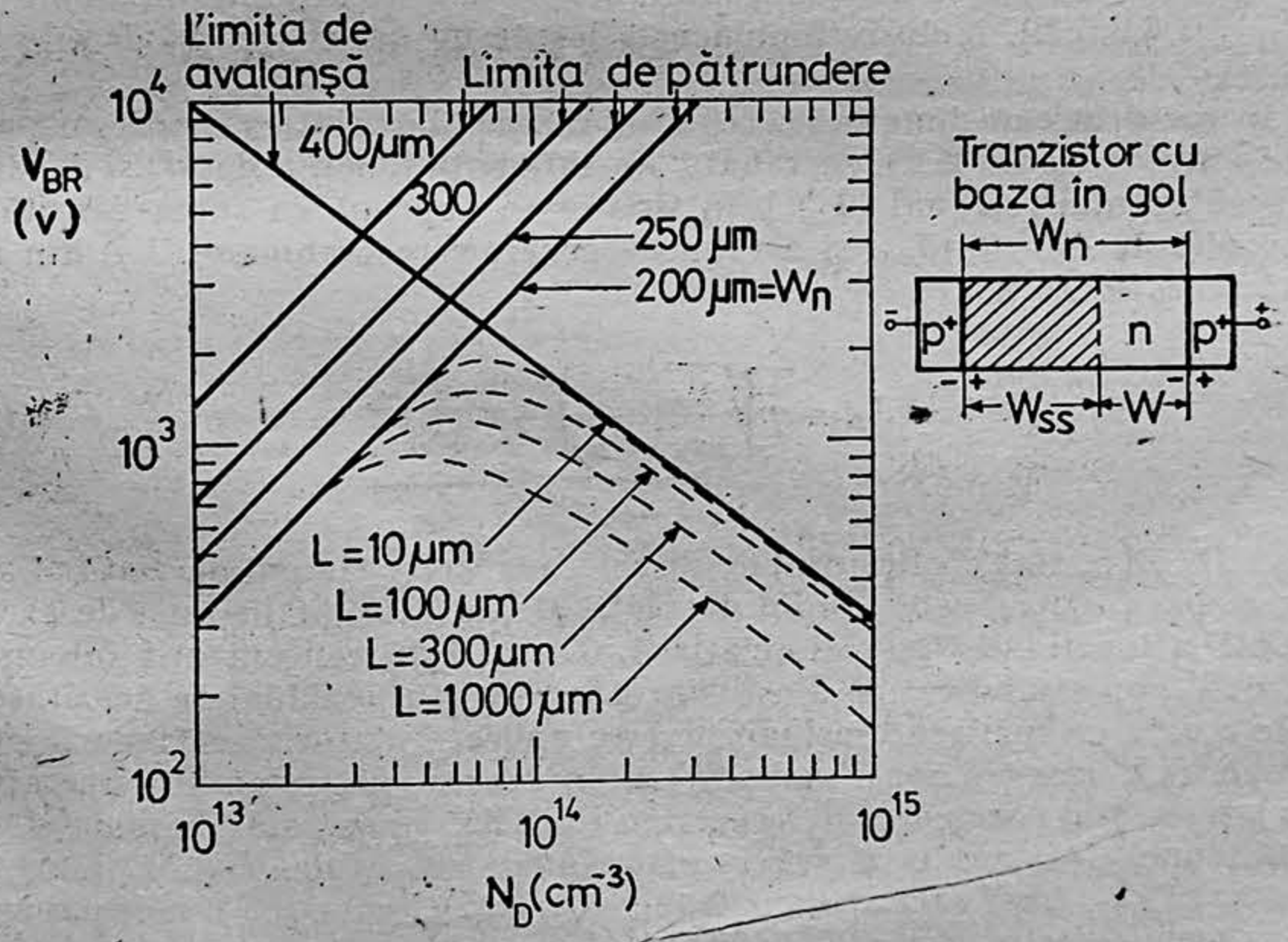


Fig. 2.2. Ilustrarea limitărilor fundamentale impuse tensiunii de străpungere în direct/invers a tiristoarelor datorită prezenței în structura *pnpn* a tranzistorului *pnp* cu baza în gol. (Limitele de avalanșă și de pătrundere ale tensiunii de străpungere sînt trasate în funcție de concentrația de impurități N_D în stratul n_1. Limita tensiunii de pătrundere este trasată pentru cîteva valori ale grosimii bazei n_1. Curbele punctate indică influența lungimii de difuzie a purtătorilor minoritari L_p din baza n_1 asupra valorii tensiunii de străpungere).

lui n_1 (relația 2.4.). **În funcție de grosimea și dopajul bazei n_1, tensiunea de străpungere este limitată fie de fenomenul de avalanșă, fie de efectul de pătrundere.** Valoarea maximă a tensiunii de străpundere a unui tiristor avînd baza n_1 de grosime și rezistivitate prestabilitate se obține în punctele de intersecție ale liniei-limită de avalanșă cu dependențele-limită, corespunzătoare fenomenului de pătrundere (figura 2.2.).

Spre exemplificare, pentru o bază n_1 cu $W_{n1} = 200\ \mu m$ și $N_{D1} = 8 \times 10^{13}\ cm^{-3}$, tensiunea maximă de străpungere a joncțiunii J_1 este de $V_{BR} \simeq 2\,000$ V (figura 2.2). La această grosime a bazei n_1 ($W_{n1} = 200\ \mu m$), tensiunea de străpungere este limitată de *fenomenul de pătrundere* pentru nivele de dopare sub $N_{D1} = 8 \times 10^{13}\ cm^{-3}$; peste această valoare a concentrației de impurități din stratul n_1, străpungerea este determinată de *fenomenul de avalanșă* [5]—[8].

Tensiunile de străpungere obtenabile în structuri *pnpn* reale sînt inferioare valorilor maxime (figura 2.2.) predictate de relațiile (2.1.) și (2.4.). Factorii principali, care determină micșorarea tensiunilor reale de străpungere (față de valorile predictate teoretic), sînt următorii [1] — [8]:

a) Cuplajul joncțiunilor J_1 și J_2 ca într-un *tranzistor cu baza în gol* (vezi figura 2.3.);

b) *Neomogenitatea plachetei de siliciu*, manifestată prin variațiile zonale ale rezistivității (ρ_n) pe axa longitudinală și în plan transversal (vezi §.3.3.1.);

c) Distribuțiile reale ale cîmpului electric **E** în structuri tridimensionale *pnpn*, polarizate în invers, în special valorile locale crescute ale intensității **E** în apropierea terminațiilor laterale ale tiristoarelor (vezi §.3.5.4.);

d) Distribuția reală a impurităților în joncțiunea J_1 (care se abate de la aproximațiile idealizate ale joncțiunii abrupte sau liniar-gradate, „plan-paralele", vezi §.3.5.3.), inclusiv fenomenele legate de *neomogenități de arie* (vezi §.3.3.2.).

În cazul în care joncțiunea J_1 se aproximează printr-o diodă *pn* polarizată în invers (figura 2.1.), „ecranată" de influența joncțiunilor J_2 și J_3, densitatea curentului rezidual (J_R) prin tiristor se exprimă ca suma densităților curentului de difuzie (J_{od}) și a celui de generare-recombinare (J_{or}) din zona golită (vezi figura 2.5.):

$$J_R = q \sqrt{\frac{D_p}{\tau_p}\left(\frac{n_i^2}{N_{D1}}\right)} + \frac{q n_i W_{ss}}{2\tau_{sc}} \qquad (2.5.)$$

J_{od} $\qquad$ J_{or}

unde: D_p și τ_p sînt coeficientul de difuzie, respectiv timpul de viață al golurilor în baza n_1, τ_{sc} este timpul de viață al purtătorilor în zona de sarcină spațială a joncțiunii J_1 (vezi relația 1.57.), n_i este concentrația intrinsecă, N_{D1} și W_{ss} au semnificațiile din figura 2.1. Curentul rezidual de densitate J_R crește o dată cu mărirea tensiunii inverse aplicate (datorită extinderii corespunzătoare a grosimii zonei golite W_{ss}), precum și cu creșterea temperaturii, prin intermediul parametrului n_i (vezi §. 1.5.2.2.). În această abordare simplificată, curentul invers prin tiristor este similar curentului I_{CBO} al joncțiunii colector (C) — bază (B) al unui tranzistor *pnp* (figura 2.3.). Tensiunea de străpungere colector-bază BV_{CBO} al unui asemenea tranzistor este determinată — după caz — de fenomenele de avalanșă, respectiv de pătrundere (figura 2.2.).

Interacțiunea joncțiunii J_1 cu joncțiunea adiacentă J_2 are ca efect sporirea valorii efective a curentului rezidual prin tiristorul polarizat în invers față de cea predictată de relația (2.5). Acest cuplaj al joncțiunilor J_1 și J_2 — ca *într-un tranzistor pnp cu baza în gol* — determină diminuarea marcantă a tensiunii de străpungere a joncțiunii (J_1) care „blochează" tensiunea

aplicată. Fenomenele asociate conectării unui tranzistor *pnp* cu baza în gol sînt reliefate schematic în figura 2.3. Zona de sarcină spațială a joncțiunii colector (*C*) — bază (*B*), polarizate în invers, se extinde în principal în baza *n*, în direcția joncțiunii de emitor, polarizate în direct. Golurile injectate din emitorul *p* în baza *n* de grosime efectivă (*W*) redusă se multiplică în zona de cîmp electric puternic a joncțiunii *C*—*B*. Ca urmare, curentul rezidual al tranzistorului cu baza în gol (I_{CEO}) crește în comparație cu valoarea parametrului I_{CBO}, expresia sa fiind [5][8]:

$$I_{CEO} = \frac{M \cdot I_{CBO}}{1 - \alpha_{pnp} \cdot M} \qquad (2.6.)$$

unde: α_{pnp} este factorul de cîștig în curent al tranzistorului în conexiunea bază comună, *M* este factorul de multiplicare în avalanșă în joncțiunea de colector* (vezi § 3.5.2.). Inegalitatea $I_{CEO} > I_{CBO}$ atrage după sine diminuarea valorii tensiunii de străpungere BV_{CEO} în raport cu cea a parametrului BV_{CBO} (figura 2.3.), fapt exprimat de relația [5] [8]:

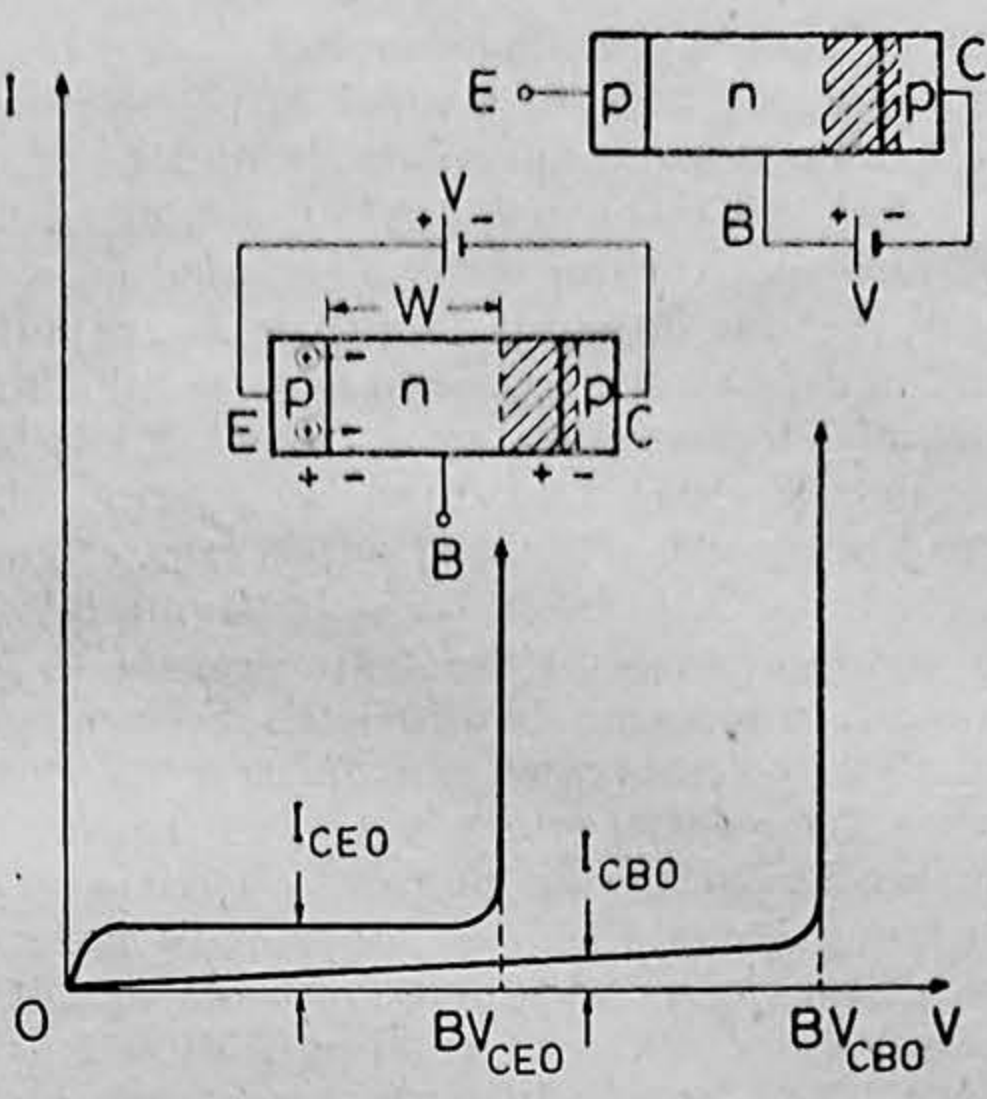


Fig. 2.3. Ilustrarea fenomenului de reducere a tensiunii de străpungere a joncțiunii J_1 în tiristoare polarizate în invers (vezi figura 2.1) prin „efectul de tranzistor (*pnp*) cu baza în gol".

$$BV_{CEO} = BV_{CBO} \cdot (1 - \alpha_{pnp})^{1/6} \qquad (2.7)$$

În structura tranzistorului cu baza în gol $p_1 n_1 p_2$ dintr-un tiristor (vezi figura 2.1), joncțiunea J_1 are rolul de colector, iar joncțiunea J_2 — cea de emitor. Prin analogie cu relația (2.6), valoarea sporită a curentului rezidual prin tiristor J'_R se exprimă prin:

$$J'_R = \frac{M J'_R}{1 - \alpha_{pnp} \cdot M} \qquad (2.6')$$

unde J_R are forma (2.5).

Din relațiile (2.6) și (2.6') rezultă că atunci cînd $M = 1/\alpha_{pnp}$, curenții reziduali tind la infinit, ceea ce din punct de vedere fizic semnifică străpungerea joncțiunii.

Prin analogie cu formula (2.7.), tensiunea de străpungere BV_{J1} a joncțiunii de anod (J_1) din tiristoarele polarizate în invers (figura 2.1.) este corelată cu tensiunea $V_{BR(J1)}$, calculată în aproximația de avalanșă (relația 2.1.), prin [5] [8]:

$$BV_{J1} = V_{BR(J1)} \cdot (1 - \alpha_{pnp})^{1/6} \qquad (2.8)$$

Întrucît expresia $(1 - \alpha_{pnp})^{1/6}$ este mai mică decît unitatea (1), din (2.8.) este evidentă inegalitatea: $BV_{J1} < V_{BR(J1)}$. Tensiunea BV_{J1} se micșorează odată cu creșterea parametrului α_{pnp}, definit prin produsul dintre eficiența de injecție γ_{J1} a joncțiunii J_1 și factorul de transport α_{Tn} în baza tranzistorului $p_1 n_1 p_2$ (figura 2.1.):

$$\alpha_{pnp} = \gamma_{J1} \cdot \alpha_{Tn} = \gamma_{J1} \cdot sech(W/L_p) \simeq \gamma_{J1} \cdot [1 - (W^2/2L_p^2)] \qquad (2.9.)$$

---

*. Factorul *M* este raportul dintre curentul de goluri, care pătrunde în zona golită a joncțiunii *C*—*B* și curentul care părăsește (*multiplicat*) această zonă. Chiar pentru $M = 1$, $I_{CEO} > I_{CBO}$, întrucît $\alpha_{pnp} < 1$.

unde : W este grosimea efectivă a bazei n_1, $L_p = \sqrt{D_p \cdot \tau_p}$ este lungimea de difuzie a golurilor în stratul n_1 [1] — [8]. Pentru valori ale eficienței de injecție a emitorului apropiate de unitate ($\gamma_{J1} \simeq 1$), factorul de cîștig în curent α_{pnp} este dictat în principal de magnitudinea factorului de transport în bază α_{Tn} al tranzistorului $p_1 n_1 p_2$. În cazul unor valori constante ale grosimii bazei $n_1 (W_{n1})$ și ale lungimii de difuzie L_p, raportul (W/L_p) din (2.9.) se micșorează odată cu creșterea tensiunii inverse aplicate pe tiristor, ca urmare a reducerii grosimii efective a bazei W (figura 2.1.). În consecință, factorul de transport α_{Tn}, deci și cîștigul de curent α_{pnp}, cresc odată cu sporirea tensiunii de polarizare în invers a structurii *pnpn*, ceea ce conduce — conform relației (2.8.) — la diminuarea pronunțată a tensiunii $BV_{(J1)}$. Creșterea factorului α_{pnp}, deci micșorarea tensiunii de străpungere $BV_{(J1)}$, devin și mai pronunțate odată cu mărirea lungimii de difuzie L_p, ceea ce micșorează adițional raportul (W/L_p) din (2.9.). Acest efect este ilustrat de curbele trasate cu linii întrerupte în figura 2.2. pentru cîteva valori ale parametrului L_p. În consecință, obținerea tensiunilor înalte de blocare a tiristoarelor este condiționată de reducerea timpului de viață (τ_p) al golurilor în baza n_1. Implementarea acestei cerințe are însă ca efect secundar creșterea curentului rezidual J_R (relația 2.5.) și a căderii de tensiune în conducție directă (vezi §.2.7.).

La densități reduse ale curentului, tipice regimului de blocare („*OFF*") a tiristorului, comportamentul tipic al factorului α_{pnp} este cel ilustrat în figurile 1.22. și 2.6. Creșterea pronunțată a densității curentului rezidual J_R cu temperatura (relația 2.5.) are deci ca efect creșterea factorului α_{pnp}, ceea ce se traduce prin diminuarea marcantă a tensiunii de blocare în invers a tiristoarelor. Utilizarea șunturilor de anod în tiristoarele *GTO* (vezi §.1.5.3.2. și 4.2.3.) permite menținerea factorului de cîștig în curent α_{pnp} la o valoare scăzută, ceea ce favorizează creșterea tensiunui de blocare în invers a acestor dispozitive.

2.3. ANALIZA STĂRII DE BLOCARE ÎN DIRECT

În starea de blocare în direct a structurii *pnpn* (figura 2.4.) joncțiunile J_1 și J_3 sînt polarizate în direct, iar joncțiunea centrală J_2 este polarizată în invers, blocînd tensiunea aplicată pe dispozitiv. Profilul de impurități al joncțiunii $n_1 p_2 (J_2)$ polarizate invers fiind identic cu cel al joncțiunii J_1 (figura 1.32) comportamentul teoretic al celor două joncțiuni este identic din punctul de vedere al tensiunii de străpungere. În consecință, considerațiile prezentate în §.2.2. pentru joncțiunea J_1 se aplică în întregime și joncțiunii J_2 la blocarea în direct a structurii *pnpn*. Din aceste considerente rezultă implicit că tensiunile de străpungere în avalanșă V_{BR} a celor două joncțiuni trebuie să fie egale. Străpungerea joncțiunii J_2 poate avea loc prin avalanșă sau pătrundere (figura 2.2.).

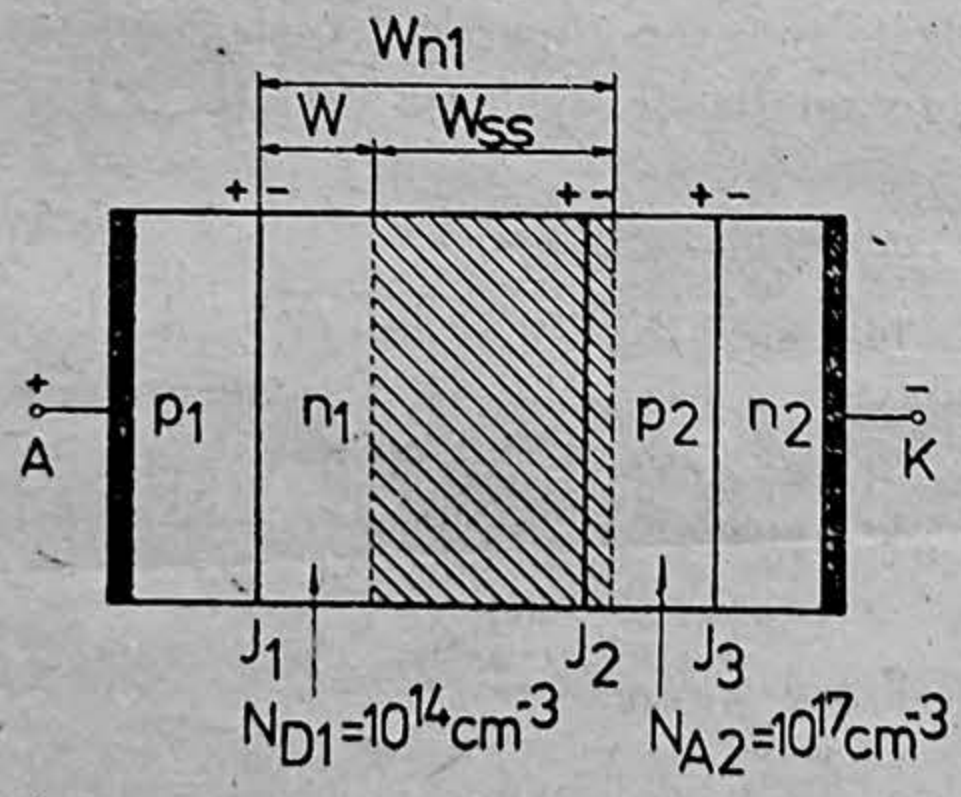


Fig. 2.4. Tiristor în starea de blocare în direct, cu indicarea polarizării joncțiunilor J_1, J_2 și J_3.

Curentul rezidual prin structura tiristorului este constituit din componentele de generare-recombinare din zona de sarcină spațială a joncțiunii J_2 și respectiv de difuzie, formată din purtătorii colectați din zonele neutre ale straturilor n_1 și p_2. Densitatea curentului de generare J_{or} în zona de cîmp puternic este datorată contribuției concentrației intrinseci n_i (figura 2.5.a.):

$$J_{or} = q \cdot \frac{n_i}{2\tau_{sc}} \cdot W_{ss} \quad (2.10.)$$

unde : W_{ss} este lățimea zonei pe sarcină spațială a joncțiunii J_2, τ_{sc} este timpul de viață din regiunea golită. Din relația (2.10.) rezultă că parametrul J_{or} este direct proporțional cu grosimea zonei golite W_{ss}, deci cu tensiunea inversă aplicată pe joncțiunea J_2. Valorile tipice ale componentei J_{or} a curentului invers al joncțiunii J_2 sînt de $\sim 10^{-8} \ldots 10^{-9}$ A/cm² la $T = 300$ K. Componenta J_{or} crește odată cu încălzirea structurii semiconductoare, în principal datorită creșterii concentrației n_i cu temperatura T (vezi §. 1.5.2.3.).

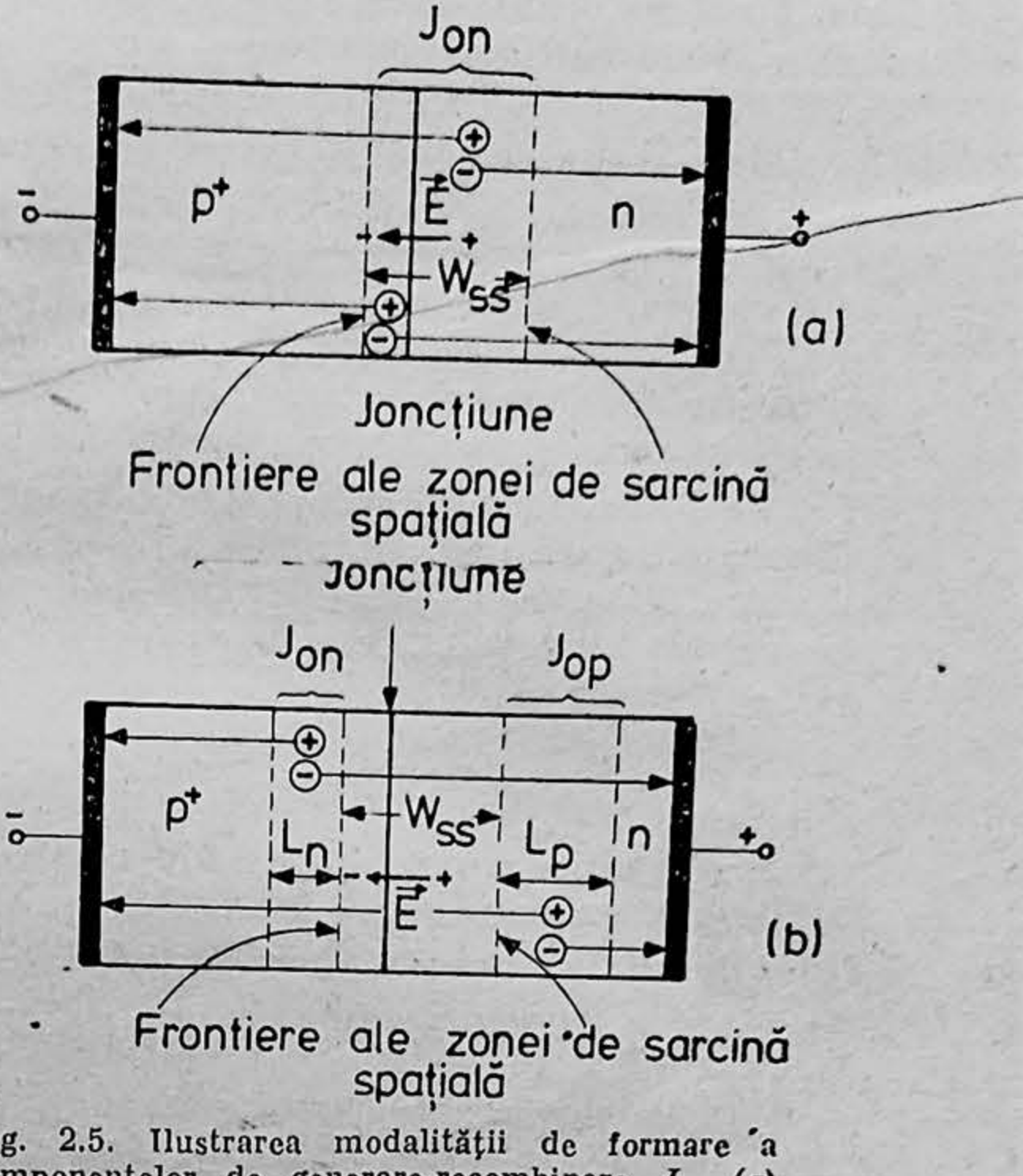


Fig. 2.5. Ilustrarea modalității de formare a componentelor de generare-recombinare J_{or} (*a*) și de difuzie J_{od} (*b*) ale curentului invers (rezidual) într-o joncțiune *pn* polarizată în invers.

Componenta de electroni (J_{on}) a densității curentului de difuzie J_{od} (figura 2.5.b.) este formată din electronii generați termic într-un spațiu aflat la o distanță egală cu o lungime de difuzie $L_n (= \sqrt{D_n \cdot \tau_n})$ de marginea zonei golite din stratul p_2. Acești electroni, generați în zona de lățime L_n, au un timp de viață suficient de lung pentru a ajunge, prin difuzie, la marginea din stratul p_2 a regiunii de sarcină spațială. Cîmpul electric E de mare intensitate (10^4 V/cm...10^5 V/cm) existent în zona golită asigură transportul rapid al acestor electroni (aproape **instantaneu** în raport cu timpul de viață al purtătorilor*) în regiunea neutră a stratului n_1, unde electronii se comportă ca

* Ordinul de mărime al timpului de tranzit t_t al purtătorilor de sarcină prin zona de sarcină spațială a unei joncțiuni *pn*, polarizată în invers, este ilustrat de următorul exemplu. Pentru o valoare tipică a cîmpului electric în zona golită de $E = 2$ V/μm ($2 \cdot 10^4$ V/cm), viteza de drift v_p a unui gol cu mobilitatea de $\mu_p = 400$ cm²/V·s, este de $v_p = \mu_p \cdot E = 8 \cdot 10^6$ cm/s, adică practic egală cu viteza limită $v_{sp} (= 8{,}4 \cdot 10^6$ cm/s la $T = 300$ K). Timpul de tranzit t_t printr-o zonă de sarcină spațială de grosime $W_{ss} = 100$ μm este în acest caz de:

$$t_t = \frac{W_{ss}}{v_{sp}} = \frac{10^{-2} \text{ (cm)}}{8 \cdot 10^6 \text{ (cm/s)}} = 1{,}25 \text{ ns.}$$

Pentru electroni, care au o mobilitate și o viteză de saturație $v_{sn} (= 9{,}9 \cdot 10^6$ cm/s la $T = 300$ K) superioară celei a golurilor, timpul de tranzit t_t este și mai redus. Valorile timpului de tranzit (~ns) sînt cu mult inferioare timpilor de viață ai purtătorilor (~μs). De notat faptul că transferul purtătorilor prin zona de cîmp electric puternic se efectuează practic cu vitezele-limită v_{sp} și v_{sn} (vezi § 1.5.2.1).

purtători majoritari. Datorită concentrației relativ reduse a golurilor din stratul n_1, electronii menționați au șanse mari de „supraviețuire" (dispariția lor ca urmare a recombinării cu golurile este puțin probabilă). Densitatea acestui curent (J_{on}) se exprimă prin [1] — [8] :

$$J_{on} = qL_n \frac{n_{po}}{\tau_n} = qD_n \frac{n_{po}}{L_n} = qD_n \frac{n_i^2}{N_A L_n} \qquad (2.11.)$$

unde : n_{po} este concentrația la echilibru a electronilor în stratul p. În formele succesive detaliate în (2.11.) s-a ținut seama de relația de echilibru $p_{po} \cdot n_{po} = n_i^2$, în care $p_{po} = N_A$ (vezi relația 1.36.).

În mod similar, golurile generate termic în zona de lățime L_p (figura 2.5.b.) din regiunea neutră a stratului n difuzează la frontiera zonei de sarcină spațială din stratul menționat, fiind împinse de cîmpul E în zona neutră a stratului p. Densitatea curentului de goluri colectați din stratul n (J_{op}) se exprimă prin [1] — [8] :

$$J_{op} = qL_p \frac{p_{no}}{\tau_p} = qD_p \frac{p_{no}}{L_p} = qD_p \frac{n_i^2}{N_D \cdot L_p} \qquad (2.12.)$$

unde : p_{no} este concentrația la echilibru a golurilor din stratul n. În (2.12.) s-a utilizat aproximația $n_{no} = N_D$ legată de relația de echilibru $p_{no} \cdot n_{no} = n_i^2$ (1.36.)

Densitatea curentului de difuzie J_{od} se exprimă astfel :

$$J_{od} = J_{on} + J_{op} \qquad (2.13.)$$

Densitatea acestui curent are valori uzuale de $J_{od} = 10^{-12} \ldots 10^{-14} \text{A/cm}^2$ la $T = 300\text{K}$. Curentul J_{od} crește rapid cu temperatura datorită factorului n_i^2 (vezi §.1.5.2.3.).

În cazul joncțiunii p^+n, cînd $N_A \gg N_D$, din relațiile (2.11.) și (2.12.) rezultă că $J_{on} \ll J_{op}$, ceea ce implică $J_{od} \simeq J_{op}^*$. Curentul rezidual al joncțiunii J_2 se exprimă în acest caz prin :

$$J_{CO} = J_{or} + J_{op} = q \frac{n_i}{2\tau_{so}} W_{ss} + qD_p \frac{n_i^2}{N_D \cdot L_p} \qquad (2.14.)$$

care este identică cu relația (2.5.).

Expresia curentului rezidual prin dispozitiv la blocarea în direct se obține pe baza schemei echivalente simplificate (bazată pe aproximații de unidimensionalitate) a structurii *pnpn* (figura 1.20.) sub forma (1.15.). Densitatea curentului rezidual J_D prin tiristor se exprimă prin relația :

$$J_D = \frac{J_{CO}}{1 - (\alpha_{npn} + \alpha_{pnp})} \qquad (2.15.)$$

unde : J_{CO} este dat de (2.14.).

Ecuația (2.15.) aproximează caracteristica statică a dispozitivului pînă în apropierea punctului de „*breakover*" V_{FBO} (porțiunea 0-1 din figura 1.6.). Curentul rezidual prin tiristor se menține la o valoare redusă în afara cazurilor cînd suma $(\alpha_{npn} + \alpha_{pnp})$ de la numitorul relației (2.15.) se apropie de unitate (1). În starea de blocare în direct, curentul rezidual I_D crește odată cu :

a) mărirea tensiunii aplicate pe dispozitiv, ceea ce conduce — prin creșterea factorului de transport în baza n_1 a tranzistorului $p_1 n_1 p_2$ — la creșterea factorului α_{pnp}, deci implicit la apropierea sumei $(\alpha_{npn} + \alpha_{pnp})$ de unitate (*1*) ;

---

* Pentru o joncțiune n^+p, $J_{on} \gg J_{op}$ și $J_{od} \simeq J_{on}$, întrucît $N_D \gg N_A$.

b) creşterea temperaturii joncţiunii semiconductoare, care conduce la creşterea exponenţială a curentului I_{CO} (vezi relaţia 2.16.) ;

c) creşterea factorilor de cîştig în curent α_{npn} şi α_{pnp}.

Relaţia (2.15.) exprimă reacţia pozitivă intrinsecă din dispozitivele *pnpn* : curentul prin dispozitiv depinde de factorii de cîştig α_{npn} şi α_{pnp} care, la rîndul lor, depind de curent. Creşterea celor doi factori α odată cu creşterea curentului prin structură stă la baza amorsărilor parazite ale tiristoarelor (vezi §.2.4.). Condiţia simplificată a amorsării se exprimă prin relaţia (1.11.), ceea ce implică un curent infinit prin structura dispozitivului. Utilizarea şunturilor de anod în tiristoarele *GTO* (vezi §.1.5.3.2. ; §.4.2.3.) are drept rezultat menţinerea factorului de cîştig α_{pnp} la o valoare scăzută, ceea ce permite micşorarea nivelului curentului rezidual prin structură şi diminuarea probabilităţii de amorsare parazită a dispozitivelor.

Trebuie menţionat faptul că în cazul polarizării în invers a structurii *pnpn* la tensiuni V_R de valori mari (figura 2.1), tiristorul nu are inerent posibilitatea de a comuta în starea de conducţie, deoarece în acest caz joncţiunile de emitor (J_1 şi J_3) sînt polarizate în invers şi doar joncţiunea centrală J_2 funcţionează în calitate de emitor. În consecinţă, declanşarea în acest caz a procesului regenerativ de amorsare este inhibată.

2.4. MODALITAŢI DE AMORSARE PARAZITĂ

2.4.1. Amorsarea prin efectul creşterii temperaturii

Curentul I_{CO} din relaţia (2.15.) creşte cu temperatura după legea [1] :

$$I_{CO}(T) = I_{CO}(T_a) \cdot e^{a(T-T_a)} \qquad (2.16.)$$

unde : $I_{CO}(T_a)$ este valoarea curentului menţionat la temperatura ambiantă, de referinţă, a este o constantă de proporţionalitate, $T - T_a = \Delta T$ este creşterea de temperatură în structura semiconductoare faţă de temperatura T_a.

În mod practic, curentul I_{CO} se dublează la fiecare 8°C de creştere a temperaturii structurii semiconductoare antrenînd, la rîndu-i creşterea factorilor de cîştig în curent α_{pnp} şi α_{npn}. Ca urmare, densitatea curentului rezidual J_D (relaţia 2.15.) printr-un tiristor blocat în direct creşte pronunţat cu creşterea temperaturii. Din punct de vedere formal, amorsarea parazită a unui tiristor prin efectul creşterii temperaturii se produce atunci cînd se îndeplineşte condiţia (1.11.). Acest mod de amorsare al tiristoarelor devine probabil atunci cînd : a) tensiunea de blocare în direct aplicată pe tiristor este ridicată, ceea ce măreşte factorul de cîştig α_{pnp} ; b) dispozitivul este sensibil la semnalele de amorsare pe poartă, adică are valori scăzute ale parametrilor I_{GT} şi $I_H(I_L)$. Întrucît tensiunile maxime de blocare în direct (V_{FBO} şi V_{DRM}) se specifică la un anumit nivel (prestabilit) al curentului rezidual I_D, creşterea acestuia din urmă cu temperatura conduce inerent la micşorarea valorilor parametrilor V_{FBO}/V_{DRM} la $T_{vj} = 125$°C în comparaţie cu cele definite la $T_{vj} = 25$°C. Utilizarea şunturilor de anod în tiristoarele *GTO* (vezi §.1.5.3.2. şi §.4.2.3.) are ca efect reducerea factorului efectiv de cîştig în curent $\alpha_{pnp(e)}$, cît şi a dependenţei acestuia de curentul rezidual. Implementarea şunturilor de anod : a) inhibă tendinţa de declanşare a proceselor regenerative, care ar putea conduce la îndeplinirea condiţiei de amorsare (1.11.) ; b) diminuează valoarea efectivă a densităţii curentului rezidual (relaţia 2.15.), ceea ce implică, la rîn-

du-i, o creștere efectivă a tensiunilor de blocare în direct V_{FBO}/V_{DRM}. În tiristoare convenționale, același efect îl au șunturile de catod, care micșorează factorul de cîștig în curent α_{npn}.

Curentul rezidual I_R (relația 2.5) prezintă o dependență de temperatură similară cu cea a curentului I_D.

2.4.2. Amorsarea prin „*Breakover*"

Aplicarea între anodul și catodul unui tiristor blocat a tensiunii în direct $V_D = V_{FBO}$ (figura 1.6.) determină comutarea dispozitivului în starea de conducție („*ON*"). Această modalitate de aprindere parazită (nedorită) poartă denumirea de „**amorsare prin „breakover**"", fiind rezultatul multiplicării în avalanșă a purtătorilor de sarcină (vezi §.3.5.), care tranzitează printr-o zonă extinsă cu cîmp electric puternic (zona de sarcină spațială a joncțiunii J_2). Declanșarea și derularea fenomenului de „*breakover*" este favorizată de reducerea substanțială a grosimii efective a bazei $n_1(W)$ la tensiuni de blocare în direct de valori ridicate (figura 2.4.). Multiplicarea în avalanșă a purtătorilor în zona extinsă de sarcină spațială a joncțiunii J_2 are drept consecință creșterea curentului rezidual prin dispozitiv. Densitatea J_D a acestui curent (vezi relația 2.15.) se exprimă în acest caz prin [1] — [5] :

$$J_D = \frac{MJ_{CO}}{1 - M(\alpha_{pnp} + \alpha_{npn})} \qquad (2.17.)$$

Amorsarea parazită are loc atunci cînd curentul rezidual tinde la infinit, ceea ce implică anularea numitorului relației (2.17.). În acest caz, factorul de multiplicare M are valoarea :

$$M = \frac{1}{\alpha_{pnp} + \alpha_{npn}} \qquad (2.18.)$$

Utilizînd pentru factorul de multiplicare M relația empirică (3.54.) sub forma :

$$M(V) = \frac{1}{1 - \left(\frac{V_{FBO}}{V_{BR(J2)}}\right)^6}. \qquad (2.19.)$$

din egalarea relațiilor (2.18) și (2.19), tensiunea de străpungere în direct (prin „*breakover*") V_{FBO} rezultă sub forma [1] — [5][8] :

$$V_{FBO} = V_{BR(J_2)} \cdot (1 - \alpha_{pnp} - \alpha_{npn})^{1/6} \qquad (2.20.)$$

unde : $V_{BR(J2)}$ este tensiunea de străpungere în avalanșă a joncțiunii J_2 (vezi relația 2.1.).

Parametrul V_{FBO} exprimat de relația (2.20.) este tensiunea efectivă de străpungere în direct a unui tiristor. „Amplificarea" densității curentului rezidual J_D odată cu creșterea temperaturii structurii *pnpn* are drept rezultat creșterea factorilor de cîștig α_{pnp} și α_{npn}, deci scăderea pronunțată a tensiunii V_{FBO}. Din compararea relației (2.20.) cu (2.1.) rezultă că tensiunea maximă de blocare în direct (V_{FBO}) este *întotdeauna* inferioară tensiunii maxime de blocare în invers V_{BR}. Cele două tensiuni sînt apropiate ca valoare doar atunci cînd $(\alpha_{pnp} + \alpha_{npn}) \ll 1$, adică la densități reduse ale curentului rezidual J_D. Această condiție poate fi îndeplinită riguros doar în *tiristoarele cu conducție*

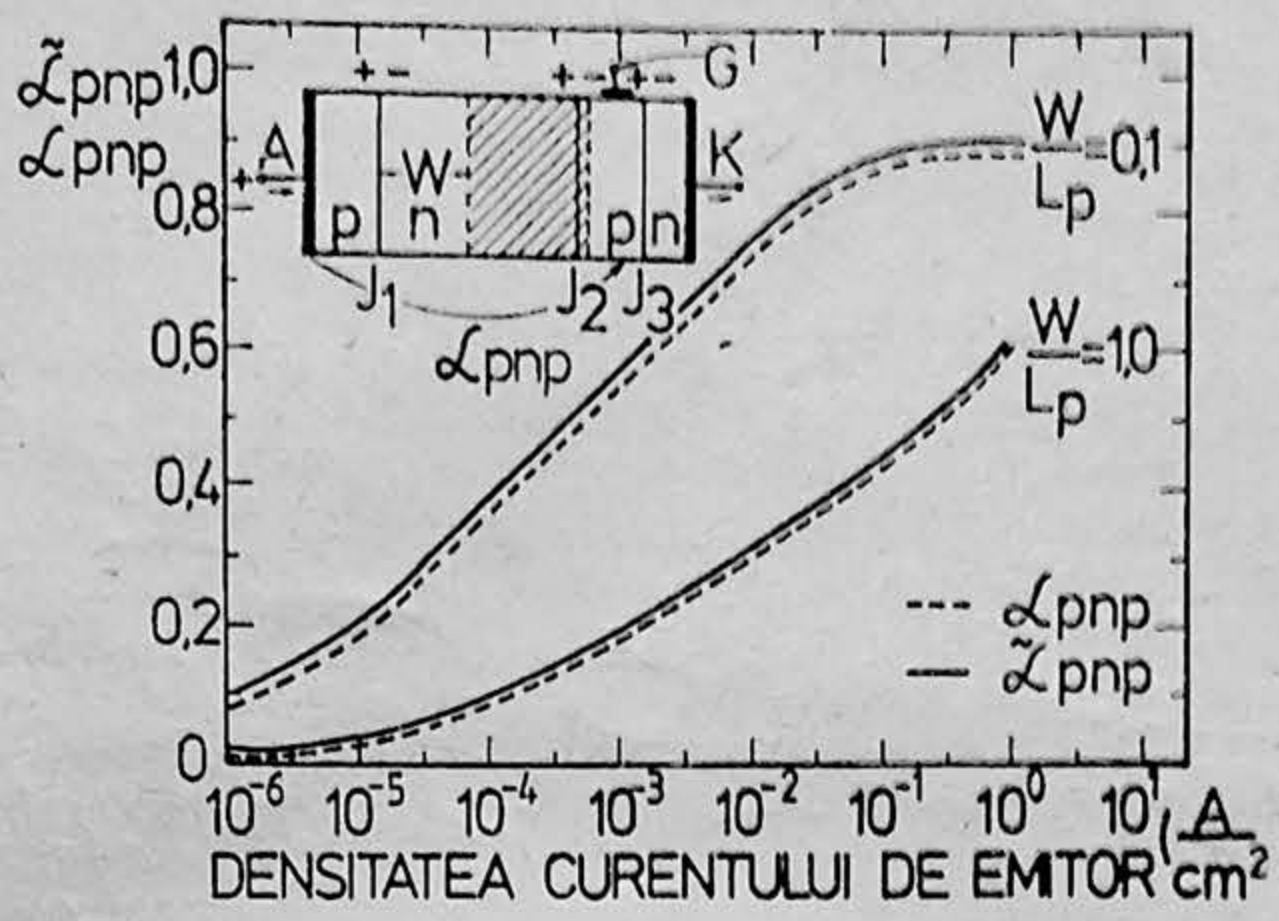


Fig. 2.6. Dependența de densitatea curentului de emitor a factorului de cîștig în curent static α_{pnp} și de semnal mic $\tilde{\alpha}_{pnp}$ pentru un tranzistor *pnp* cu parametrii similari celui utilizat în dispozitivele *pnpn*, la două valori caracteristice ale raportului W/L_p (unde W este grosimea efectivă a bazei n, L_p este lungimea de difuzie a golurilor în baza n). Factorii de cîștig în curent α_{npn} și $\tilde{\alpha}_{npn}$ ai tranzistorului *npn* component al structurii *pnpn* prezintă o dependență similară de densitatea curentului de emitor.

inversă (**RCT**), care utilizează șunturi de anod și de catod (vezi §.4.2.3.). Utilizarea șunturilor de anod în tiristoare *GTO* are ca efect menținerea parametrului V_{FBO} la valori relativ ridicate. În dispozitive cu șunturi de anod, factorul α_{pnp} din (2.20.) se înlocuiește cu $\alpha_{pnp(e)}$ (vezi §.1.5.3.2.).

Amorsarea prin „breakover" are loc atunci cînd derivata curentului rezidual I_D în raport cu tensiunea de blocare în direct V_D (dI/dV_D) tinde la infinit (coordonata *1* de pe caracteristica din figura 1.6.). Punctul de *„breakover"*, corespunde condiției [1] — [5] [7][8] :

$$\tilde{\alpha}_{pnp} + \tilde{\alpha}_{npn} = 1 \qquad (2.21.)$$

unde : $\tilde{\alpha}_{pnp}$ și $\tilde{\alpha}_{npn}$ sînt **factorii de cîștig în curent de semnal mic** ai tranzistoarelor componente ale structurii *pnpn*. Factorii $\tilde{\alpha}_{pnp}$ și $\tilde{\alpha}_{npn}$ au valoare absolută mai mare și prezintă o creștere mai rapidă cu nivelul curentului decît factorii de cîștig statici α_{pnp} și α_{npn} (figura 2.6.). În consecință, condiția de amorsare (2.21.) se îndeplinește la o valoare mai redusă a densității curentului rezidual J_D decît condiția (1.11.).

Amorsarea parazită a tiristoarelor prin *„breakover"* poate determina distrugerea structurii *pnpn*. Cauza principală rezidă în fenomenul de localizare a conducției curentului în direct pe o arie extrem de redusă a catodului, ceea ce conduce la supraîncălzirea zonală a structurii de siliciu (§.2.6.). Tiristoarele moderne de tensiuni înalte încorporează soluții constructive interne de protecție contra distrugerii prin *„breakover"*. Principiul protecției tiristoarelor la supratensiuni este axat pe variante ale *diodei Shockley*, a cărei denumire curentă este de *„breakover diode"* (**BOD**) [5]. Structura unei asemenea diode (figura 1.4.) este identică cu cea a unui tiristor, însă nu conține terminalul de poartă. Caracteristica statică $I-V$ a unei *diode Shockley* (*BOD*) este iden-

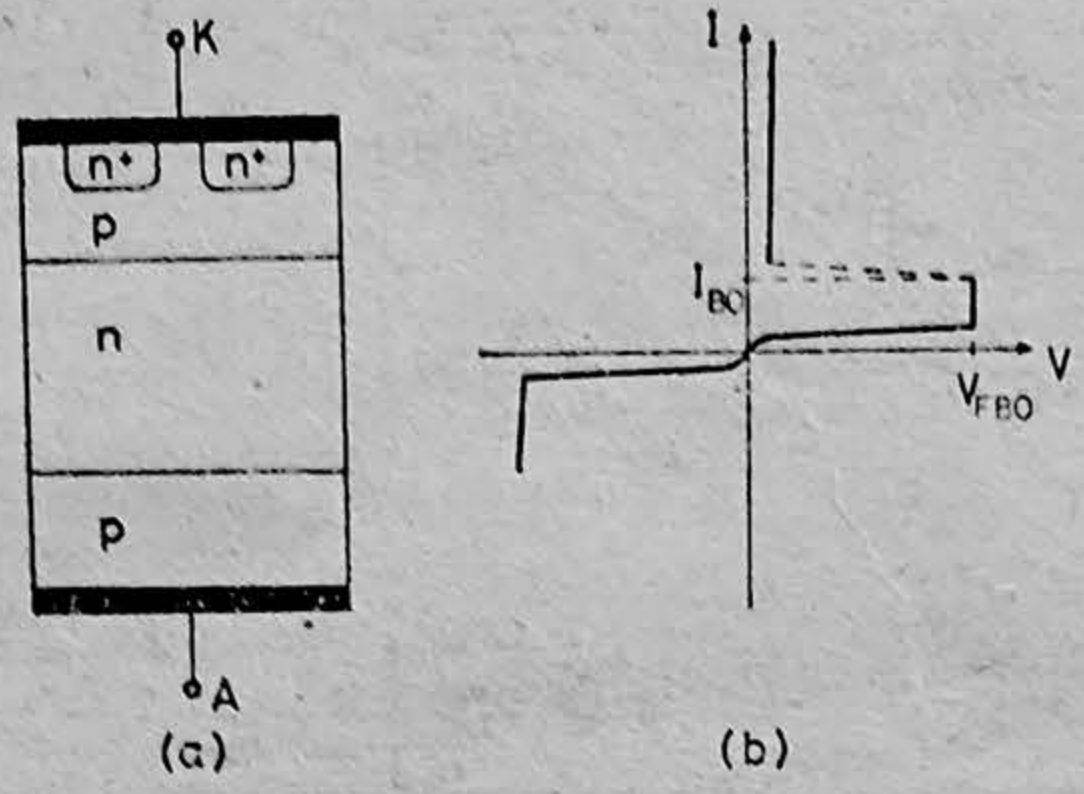


Fig. 2.7. Structura verticală (*a*) și caracteristica de ieșire *curent-tensiune* (*b*) a unei diode *Shockley* (*BOD* = = „*b*reak-*o*ver *d*iode").

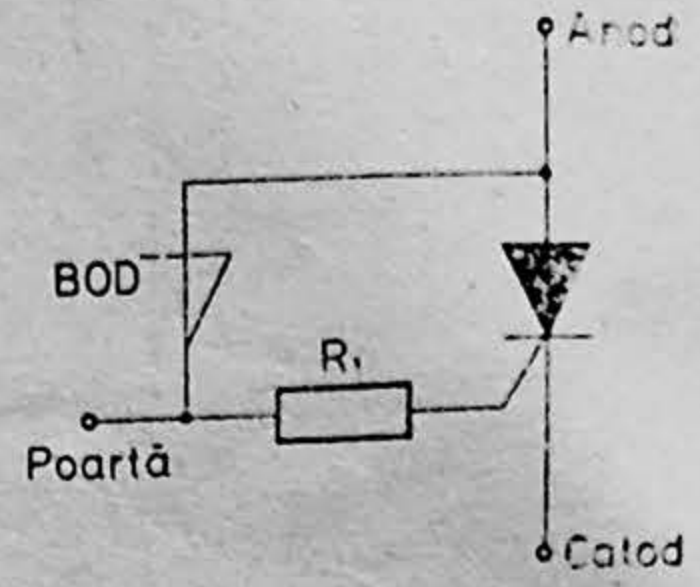


Fig. 2.8. Principiul utilizării dispozitivelor *BOD* pentru protecția tiristoarelor la supratensiuni.

tică cu cea a unui tiristor (figura 2.7.). Tranziția unui dispozitiv *BOD* din starea de blocare în direct în cea de conducție directă are loc **exclusiv** prin efectul de „*breakover*". Valoarea exactă a tensiunii V_{FBO} a diodei este prestabilită prin parametrii structurii verticale a dispozitivului. Conform relației (2.20.), parametrul V_{FBO} poate fi riguros controlat prin intermediul tensiunii de străpungere a joncțiunii J_2 (rezistivitatea bazei n_1), a factorilor de cîștig α_{npn} (grosimea/dopajul bazei p_2 și geometria șunturilor de catod) și α_{pnp} (grosimea stratului n_1).

Principiul protejării unui tiristor cu ajutorul *diodei Shokcley* (*BOD*) este ilustrat în figura 2.8. Valoarea parametrului V_{FBO} al diodei este cu puțin inferioară față de cea a tiristorului. Ca urmare, aplicarea între anodul și catodul tiristorului a unei tensiuni de blocare în direct egale cu parametrul V_{FBO} al diodei determină basculareа în starea de conducție numai a *BOD*. Curentul stabilit prin diodă asigură curentul pozitiv de poartă al tiristorului care, astfel, este supus unui regim normal de amorsare. Aprinderea „normală" (pe poartă) a tiristorului previne distrugerea acestuia. Astfel, prezența *BOD* nu împiedică amorsarea tiristoarelor prin „*breakover*", ci doar previne distrugerea lor în cursul aprinderii parazite. În același mod se poate asigura protecția tiristoarelor la „*efectul dV/dt*".

2.4.3. Amorsarea prin „EFECTUL dV/dt"

Aplicarea tensiunii de blocare în direct cu o viteză mare de creștere poate determina amorsarea parazită (nedorită) a dispozitivelor *pnpn*. Comutarea tiristoarelor din starea de blocare în cea de conducție directă are loc în acest caz la tensiuni pozitive anod-catod de valori cu mult sub cea a parametrului V_{FBO}. Fenomenul amorsării parazite a tiristoarelor, supuse rampelor de tensiune pozitivă între anod și catod, poartă denumirea de „*efectul dV/dt*". **Capabilitatea în dV/dt static** este un parametru important al tiristoarelor și reprezintă rata maximă de creștere a tensiunii de blocare în direct (V_D) care poate fi suportată de un dispozitiv cu structura *pnpn* fără a se amorsa (pentru capabilitatea în dV/dt reaplicat sau dinamic, vezi §.2.10.). Capabilitatea în dV/dt (exprimată în V/μs) este invers proporțională cu valoarea finală a tensiunii anod-catod V_{FB} și cu temperatura structurii *pnpn* T_j[1]—[5].

Esența „*efectului* dV/dt" derivă din fenomenul generării unui curent parazit incipient în structura *pnpn* care, prin intermediul cuplajului regenerativ dintre tranzistoarele componente *pnp* și *npn*, conduce la satisfacerea relației de amorsare (1.11.) La aplicarea rampei dV_D/dt (figura 2.9.) joncțiunile J_1 și J_3 se polarizează în direct, iar joncțiunea J_2 — în invers. Viteza de expansiune în straturile n_1 și p_2 a frontierelor zonei de sarcină spațială a joncțiunii J_2 este direct proporțională cu rampa dV_D/dt. Extinderea cu viteza v_{ss}^n a zonei de sarcină spațială în baza n_1 conduce la „măturarea" electronilor impurităților donoare cu viteza v_{ss}^n înspre joncțiunea J_1 care, fiind polarizată în direct, asigură injecția de goluri din stratul p_1 în baza n_1. În mod analog, purtătorii majoritari din baza p_2 sînt deplasați cu viteza de drift v_{ss}^p înspre joncțiunea de catod J_3, polarizată în direct, care asigură injecția de electroni din emitorul n_2 în stratul p_2. Stabilirea în acest mod a continuității curentului parazit prin structura *pnpn* antrenează creșterea factorilor de cîștig α_{pnp} și α_{npn}. Declanșarea reacției pozitive interne determină creșterea regenerativă a curentului pînă la îndeplinirea condiției de amorsare (1.11.).

Considerînd joncțiunea J_2 ca abruptă și asimetrică, variația în timp $W_{ss}^n(t)$ a frontierei zonei de sarcină se exprimă prin:

$$W_{ss}^n(t) \simeq \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon_s \cdot \varepsilon_o [V_D(t) + V_{bi}]}{qN_{D1}}} \tag{2.22}$$

unde (figura 2.9):

$$V_D(t) = (dV_D/dt) \cdot t \tag{2.23}$$

iar:

$$V_{bi} = (kT/q) \ln \frac{N_{D1} \cdot N_{A2}}{n_i^2} \tag{2.24}$$

este potențialul intern al joncțiunii J_2.

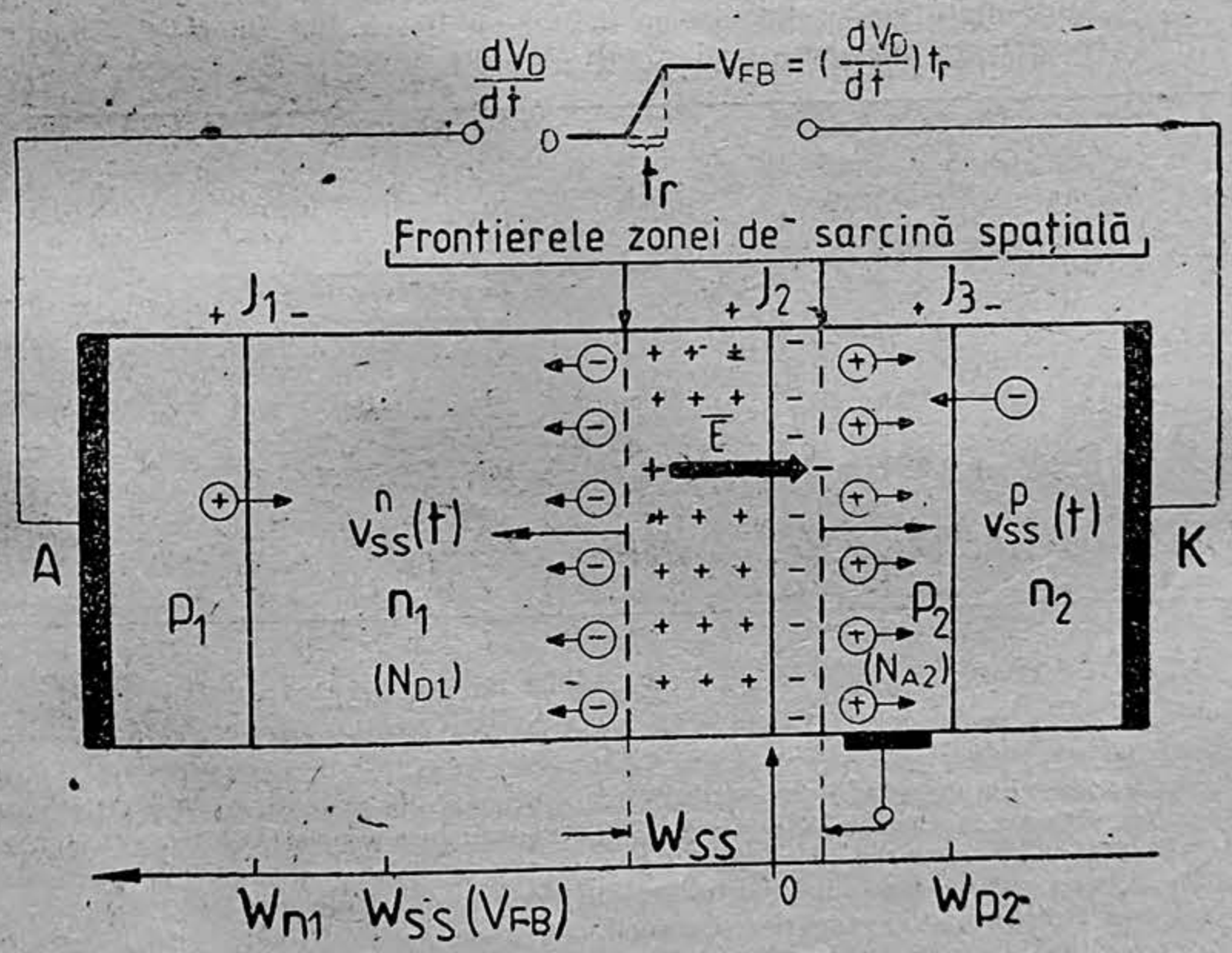


Fig. 2.9. Model pentru analiza fenomenelor în structura *pnpn*, supusă unei tensiuni de blocare în direct cu viteza de creștere dV_D/dt ($W_{SS}(V_{FB})$ este coordonata frontierei zonei de sarcină spațială în baza n_1, corespunzătoare valorii finale V_{FB} a tensiunii de blocare în direct).

Viteza $v^n_{ss}(t)$ cu care electronii din baza n_1 sînt „măturați" spre joncțiunea J_1 este dată de [10]:

$$v^n_{ss}(t) = \frac{dW^n_{ss}}{dt} = \frac{\varepsilon_s \cdot \varepsilon_0}{qN_{D1}} \cdot \left(\frac{dV_D}{dt}\right) \cdot \frac{1}{W^n_{ss}(t)} \tag{2.25}$$

Variația corespunzătoare în timp a marginii $W^p_{ss}(t)$ și vitezei de expansiune $v^p_{ss}(t)$ a zonei de sarcină spațială din baza p_2 se exprimă prin:

$$W^p_{ss}(t) = W^n_{ss}(t) \frac{N_{D1}}{N_{A2}} \tag{2.26}$$

$$v^p_{ss}(t) = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_s}{qN_{D1}} \cdot \frac{dV_D}{dt} \cdot \frac{1}{W^n_{ss}(t)} \cdot \frac{N_{D1}}{N_{A2}} \tag{2.27}$$

unde: N_{D1} este concentrația de impurități donoare în baza n_1, N_{A2} este concentrația de impurități acceptoare în baza p_2.

Întrucît $N_{A2} \gg N_{D1}$, din ecuațiile (2.22), (2.25)—(2.27) rezultă că: a) $W^n_{ss}(t) \gg W^p_{ss}(t)$; b) $v^n_{ss}(t) \gg v^p_{ss}(t)$; c) vitezele $v^n_{ss}(t)$ și $v^p_{ss}(t)$ scad în timp; d) valoarea maximă a vitezei de deplasare a purtătorilor din bazele n_1 și p_2 se obține chiar în momentul aplicării rampei dV_D/dt ($t = 0_+$). Valorile maxime ale vitezelor de expansiune a zonei de sarcină spațială $v^n_{ss}(0_+)$ și $v^p_{ss}(0_+)$ în bazele n_1, respectiv p_2, calculate cu relațiile (2.25), respectiv (2.27), pentru $t = 0_+$, sînt prezentate în tabelul 2.1 pentru cîteva valori ale rampei (dV_D/dt). Se remarcă faptul că pentru (dV_D/dt) $\geqslant$ $\geqslant$ 1 kV/μs, valorile vitezei $v^n_{ss}(0_+)$ sînt cuprinse în gama 10^5 cm/s...10^6 cm/s, fiind cu trei ordine de mărime mai mari decît cele ale vitezei $v^p_{ss}(0_+)$ din baza p_2. Pentru o concentrație tipică de impurități în baza n_1 de $N_{D1} = 10^{14}\,cm^{-3}$ și $v^n_{ss}(0_+) = 2{,}25 \times 10^5$ cm/s pentru $dV_D/dt = 1$ kV/μs (tabelul 2.1), densitatea curentului $j_n(0_+)$, formată din electronii deplasați la momentul $t = 0_+$ este [2] [10]:

$$j_n(0_+) \simeq qv^n_{ss}(0_+)N_{D1} = 3{,}6\ \text{A/cm}^2 \tag{2.28}$$

Tabelul 2.1. **Estimarea ponderii mișcării prin drift și difuzie a purtătorilor în stabilirea continuității curentului într-un tiristor cu $W_{n1} = 400$ μm și $W_{p2} = 60$ μm (vezi figura 2.9) supus unei rampe (dV_D/dt)**

dV/dt (V/μs)	$v^n_{SS}(0_+)$ (cm/s)	x_n (μm)	t_n (ns)	$v^p_{SS}(0_+)$ (cm/s)	x_p (μm)	t_p (ns)
50	$1{,}13 \times 10^4$	$0{,}795 \times W_n$	2 810	11,3	$2{,}18 \times 10^{-3} \times W_p$	1 150
1 000	$2{,}25 \times 10^5$	$0{,}95 \times W_n$	170	225	$0{,}04 \times W_p$	1 070
2 000	$4{,}5 \times 10^5$	$0{,}964 \times W_n$	85,7	450	$0{,}075 \times W_p$	995
4 000	$9{,}0 \times 10^5$	$0{,}975 \times W_n$	43,3	900	$0{,}131 \times W_p$	876

Notă: $N_D = 10^{14}$ cm^{-3}; $N_A = 10^{17}$ cm^{-3}; $D_p = 12$ cm^2/s; $D_n = 16$ cm^2/s (pentru $N_A = 10^{17}$ cm^{-3}).

Această valoare a densității curentului* este suficient de ridicată pentru a determina o creștere substanțială a factorului de cîștig α_{pnp} al secțiunii *pnp* a tiristorului (vezi figura 2.6), ceea ce favorizează declanșarea procesului de amorsare parazită a dispozitivului. Fenomenul propriu-zis de amorsare are loc în momentul stabilirii continuității curentului în structura *pnpn*, ceea ce implică „întîlnirea" electronilor și golurilor, deplasați prin drift de lîngă joncțiunea J_2, cu purtătorii minoritari injectați în bazele n_1 și p_2 de joncțiunile J_1, respectiv J_2, polarizate în

* O valoare identică este obtenabilă pentru densitatea curentului de goluri $j_p(0_+) = qv^p_{ss}(0_+)N_{A2}$ în baza p_2. Viteza de propagare $v^p_{ss}(0_+)$ este însă în acest caz mult inferioară valorii $v^n_{ss}(0_+)$ din baza n_1 (tabelul 2.1).

direct (figura 2.10). Electronii propagați în baza n_1 cu viteza $v_{ns}^n(0_+)$ parcurg distanța dintre coordonatele $x = 0$ și $x = x_n$ (figura 2.10) în timpul:

$$t_n = \frac{x_n}{v_{ns}^n(0^+)} = \frac{(W_n - x_n)^2}{2D_p} \quad (2.29)$$

care este identic cu timpul alocat golurilor, injectate de joncțiunea J_1, pentru parcurgerea *prin difuzie* a distanței $(W_n - x_n)$.

În mod similar, timpul de propagare t_p în baza p_2 se exprimă prin (figura 2.10):

$$t_p = \frac{x_p}{v_{ss}^p(0_+)} = \frac{(W_p - x_p)}{2D_n} \quad (2.30)$$

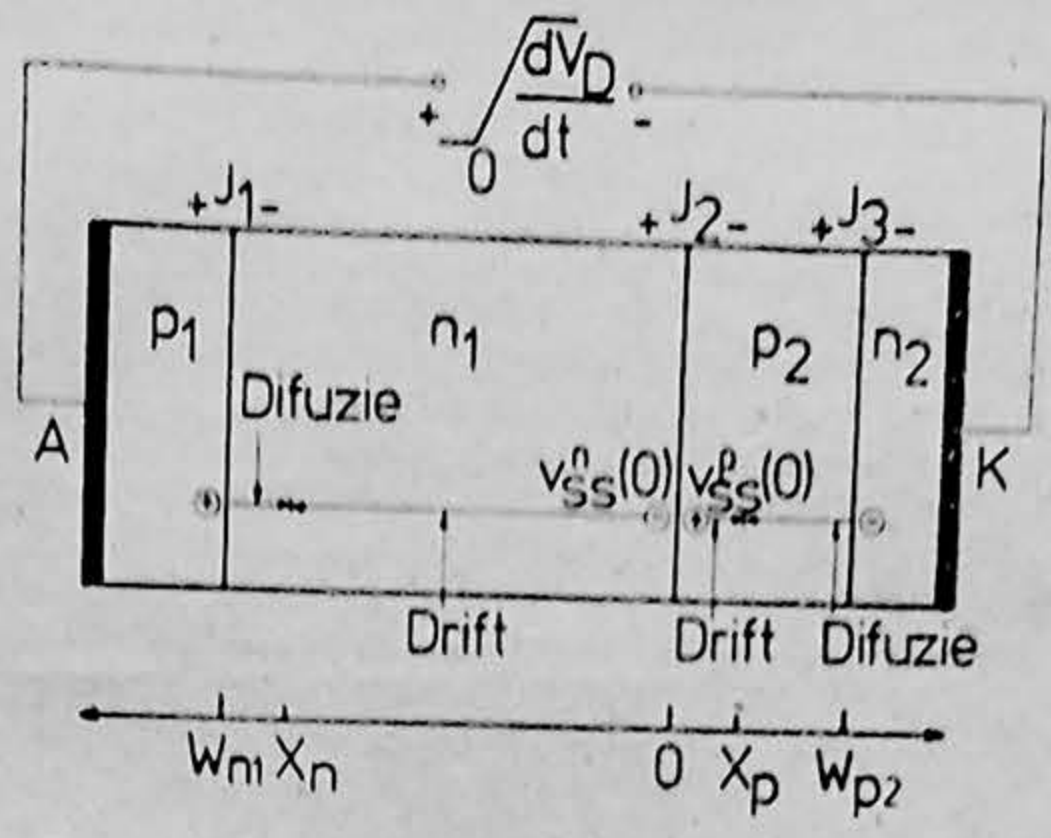


Fig. 2.10. Ilustrarea fenomenului de stabilire a continuității inițiale a curentului parazit în bazele n_1 și p_2 ale unui tiristor supus rampei dV_D/dt.

Valorile calculate ale timpilor t_n și t_p sînt trecute în tabelul 2.1, din examinarea căruia se remarcă următoarele [10]:

1) Intervalul de timp t_n, necesar stabilirii continuității curentului în baza n_1 este substanțial inferior timpului t_p din baza p_2 ($t_n \ll t_p$), în afara cazurilor cînd rampa dV_D/dt are o valoare redusă ($dV_D/dt = 50$ V/μs);

2) Coordonata $x = x_n$ este situată în apropierea joncțiunii J_1, ceea ce evidențiază contribuția importantă a mișcării prin drift a electronilor din baza n_1 în stabilirea continuității inițiale a curentului;

3) Situarea coordonatei $x = x_p$ în proximitatea joncțiunii J_2 atestă că stabilirea continuității inițiale a curentului în baza p_2 este controlată în principal de difuzia electronilor injectați de joncțiunea J_2, ceea ce se explică prin valorile reduse ale vitezei $v_{ss}^p(0_+)$ în stratul p_2, relativ puternic dopat. Ca urmare, timpul t_p de stabilire a continuității inițiale a curentului în baza p_2 de grosime constantă (W_{p2}) este slab dependent de rampa (dV_D/dt), adică de $v_{ss}^p(0_+)$:

În cazul rampelor dV_D/dt cu valori de peste 1 kV/μs, fenomenele din baza p_2 capătă importanță periferică în declanșarea amorsării parazite a tiristoarelor. Astfel, de exemplu, la aprinderea parazită a unui tiristor cu o rampă $(dV_D/dt) = 4$ kV/μs având valoarea finală $V_A = V_{FB} = 3\,000$ V; inițierea mecanismului de triggerare este declanșată doar de procesele din baza n_1 ($t_n = 44$ ns, tabelul 2.1), întrucît timpul de creștere t_r al tensiunii aplicate ($t_r = 4$ kV/μs: 3 kV = 740 ns, vezi figura 2.9) în decursul căruia se produce basculareа dispozitivului în starea de conducție este inferior timpului $t_p = 876$ ns (tabelul 2.1), necesar stabilirii continuității curentului în baza $p_2(l)$.

Din analiza prezentată, rezultă următoarele concluzii [10]:

a) Procesele importante care conduc la amorsarea parazită a tiristoarelor supuse unor rampe $(dV_D/dt) \geq 1$ kV/μs se derulează în baza n_1;

b) Valoarea instantanee a curentului de deplasare (vezi relația 2.28) joacă un rol primordial în creșterea factorilor de cîștig α_{pnp} și α_{npn}, determinînd astfel amorsarea parazită a tiristoarelor;

c) Rolul recombinării purtătorilor din baze în amorsarea parazită devine neglijabil pentru timpi de creștere $t_r \leq 1$ μs (figura 2.9). Această particularitate se explică prin faptul că timpul de viață al purtătorilor minoritari în cele două baze este superior valorii de ~1 μs.

d) Valoarea instantanee a densității curentului $j_n(0_+)$ de electroni deplasați la $t = 0_+$ scade, iar timpul t_n necesar stabilirii continuității inițiale a curentului se mărește, odată cu creșterea grosimii și rezistivității bazei n_1.

Curentul datorat expansiunii în timp a zonei de sarcină spațială a joncțiunii J_2 este un **curent de deplasare** I_{dis} („*displacement current*"), compus din **sarcina electrică** specifică „deplasată" în timp:

$$q(t) = C_{J2}(t) \cdot V_D(t) \quad (2.31.)$$

unde :

$$C_{J2}(t) = \sqrt{\frac{q\varepsilon_0\varepsilon_s N_{D1}}{2V_D(t)}} \simeq \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_s}{W_{sc(t)}} \text{ (pentru } N_{A2} \gg N_{D1}) \qquad (2.32.)$$

este capacitatea specifică de barieră a joncțiunii J_2, dependentă de timp (figura 2.9.), $V_D(t)$ este tensiunea dată de relația (2.23.).

Cu ajutorul relațiilor (2.31.) și (2.32.), densitatea curentului de deplasare j_{dis} se exprimă prin [1] — [4] :

$$j_{dis} = \frac{dq}{dt} = C(t)\frac{dV}{dt} + V(t)\frac{dC}{dt} = C(t)\frac{dV}{dt} +$$

$$+ V(t)\frac{dV}{dt}\cdot\frac{dC}{dV} = \frac{dV}{dt}\left[C(t) + V(t)\frac{dC}{dV}\right] \qquad (2.33.)$$

în care s-au omis indicii capacității și ai tensiunii.

Relația simplificată utilizată în practică are forma [1] — [4] :

$$j_{dis} = C(t)\cdot\frac{dV}{dt} \qquad (2.34.)$$

Curentul de deplasare cu densitatea (2.34.) antrenează creșterea factorilor de cîștig α ai tranzistoarelor *pnp* și *npn* (figura 2.11.). Pentru rampe dV/dt abrupte, se atinge o valoare critică a densității curentului de deplasare, care induce îndeplinirea condiției de amorsare (1.11.).

Efectele parazite ale curentului de deplasare se estimează prin valoarea sa medie [4][5] :

$$j_o = \bar{C}_{J2}\frac{dV}{dt} = 2C_{J2}(V_A)\frac{dV}{dt} \qquad (2.35.)$$

unde : $\bar{C}_{J2} = 2C_{J2}(V_A)$ este valoarea medie a capacității specifice de barieră pe intervalul de variație a tensiunii V_D, $C_{J2}(V_A)$ este valoarea acestei capacități, corespunzătoare tensiunii anodice finale ($V_A = V_{FB}$), determinată conform relației (2.32.), în care $V_D(t)$ se înlocuiește cu $V_A = V_{FB}$.

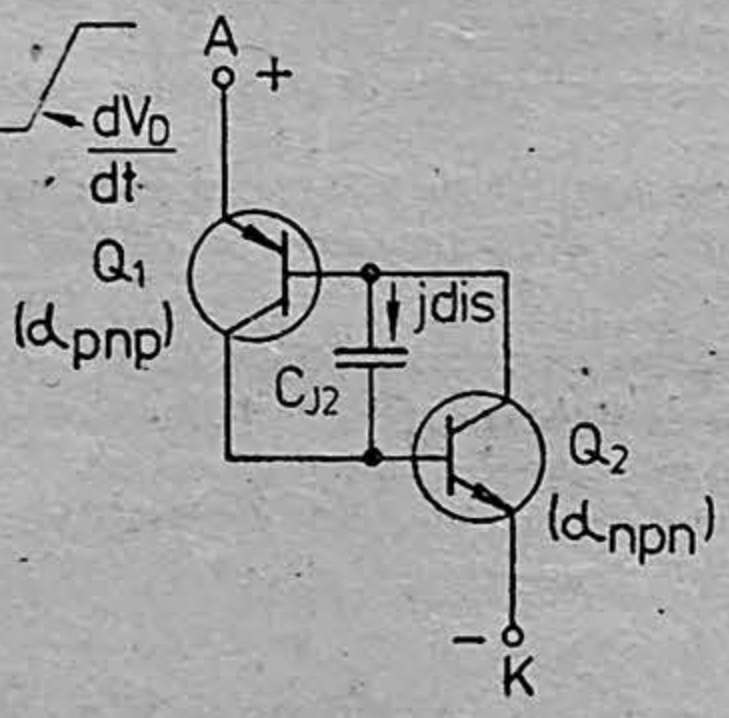


Fig. 2.11. Model simplificat al structurii unui tiristor ilustrînd trecerea curentului de deplasare cu densitatea j_{dis} prin capacitatea de barieră (C_{J2}) a joncțiunii J_2 la aplicarea rampei dV_D/dt

Expresia (2.35) permite o estimare aproximativă a densității medii j_o a curentului de deplasare și nu înglobează fenomenul de creștere a valorii lui j_o cu tensiunea anodică finală $V_A = V_{FB}$ [5] [10]. Pentru $N_{D1} = 6 \times 10^{13}$ cm^{-3}, $dV/dt = 1$ kV/μs, $V_A = 1$ kV, din relațiile (2.32) și (2.35) rezultă : $C_{J2}(V_A = 1\ \text{kV}) = 70$ pF/cm^2 și $j_o = 141$ mA/cm^2. Densitatea acestui curent este mult mai mare decît densitatea curentului de generare în zona de sarcină spațială a joncțiunii J_2 (la $V_D = V_A = V_{FB}$). În consecință, aportul curentului rezidual în starea de blocare directă J_D (relația 2.15) la fenomenul de amorsare prin *efectul dV/dt* este practic neglijabil.

2.4.4. Metode de creștere a capabilității în dV/dt

În aplicații concrete, tiristoarele sînt frecvent supuse unor rate de creștere ale tensiunii anodice aplicate în direct

de $\geqslant 1\,000$ V/μs. **Amorsarea parazită a tiristoarelor prin** *efectul* dV/dt **poate provoca perturbații grave în instalațiile care utilizează aceste dispozitive. Aprinderea prin** *efectul* dV/dt **conduce în unele cazuri la distrugerea tiristoarelor.** Creșterea *capabilității în* dV/dt, adică imunizarea tiristoarelor la efectele semnalelor parazite interne de zgomot (curent de deplasare), constituie o problemă importantă de fiabilitate în funcționarea acestor dispozitive. Mărirea *capabilității în* dV/dt a tiristoarelor se poate obține prin metode : a) **externe** (de circuit) și b) **interne** (de proiectare/structură constructivă a dispozitivelor).

Protejarea tiristoarelor la efectul dV/dt cu mijloace externe se efectuează prin conectarea unui grup $R-C$ (denumit „*snubber*") în paralel cu dispozitivele (figura 2.12.*a*). Rolul grupului $R-C$ este de a limita rata efectivă de creștere a tensiunii de blocare în direct V_D. Prezența capacitorului C în paralel cu tiristorul „încetinește" rata de creștere a tensiunii anodice aplicate, prelungind implicit timpul necesar atingerii tensiunii finale V_{FB}. Datorită acestei particularități, grupul RC poartă și denumirea de „*slow-rise circuit*". La aplicarea tensiunii anodice rapid crescătoare în timp, condensatorul C se încarcă cu constanta de timp $\tau = RC$, cu polaritatea din figura 2.12.a. La amorsarea pe poartă a tiristorului, condensatorul se descarcă prin dispozitiv cu un curent limitat practic doar de rezistorul R (figura 2.12.*b*.). De remarcat faptul că prezența unei inductanțe L în circuitul de anod al dispozitivului (figura 2.12.*c*.) poate genera un circuit oscilant LRC parazit, cu efecte negative asupra funcționării și fiabilității sistemelor în care este încorporat tiristorul. Variante ale circuitului „*snubber*" din figura 2.12. sînt utilizate pentru protecția tiristoarelor *GTO* la dV/dt *static* și *reaplicat* (vezi §.6.7.2.).

O soluție de circuit, care diminuează efectele nocive ale curentului de deplasare și mărește capabilitatea în dV/dt a tiristoarelor, constă în conectarea unui rezistor extern R_G între poartă și catod (figura 2.13.*a*.). Rolul acestui rezistor este de a devia în exterior o parte a curentului de deplasare din baza p_2 și de a decupla astfel tranzistorul *npn* component al structurii *pnpn* din procesul regenerativ de amorsare parazită (figura 2.13.*b*.). *Capabilitatea rezultantă în* dV/dt este invers proporțională cu valoarea rezistorului R_G cuprinsă, de regulă, între 0,2 Kohmi și 5 Kohmi. Alegerea unui rezistor R_G de valoare

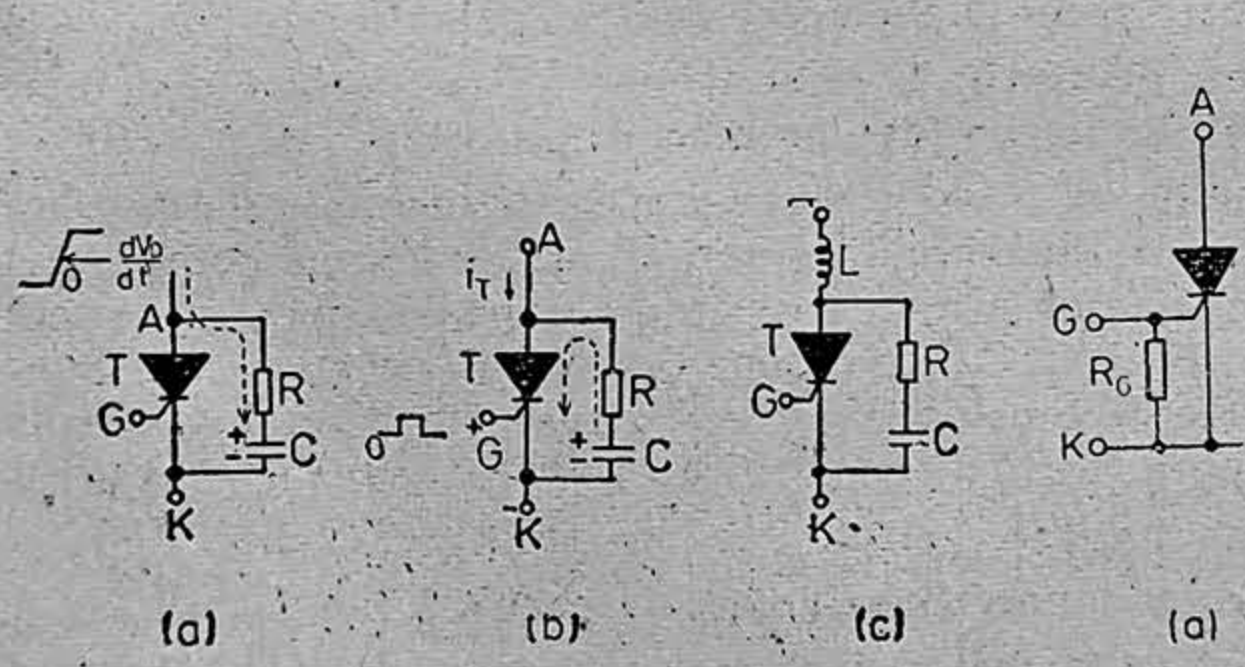


Fig. 2.12. (*a*) Încărcarea condensatorului din grupul de protecție („*snubber*") RC la aplicarea rampei dV_D/dt ; (*b*) Descărcarea condensatorului C prin tiristor la amorsarea acestuia pe poartă ; (*c*) modalitate de protejare a tiristorului la „*efectul* di/dt" (inductanța L) și la dV_D/dt (grupul RC).

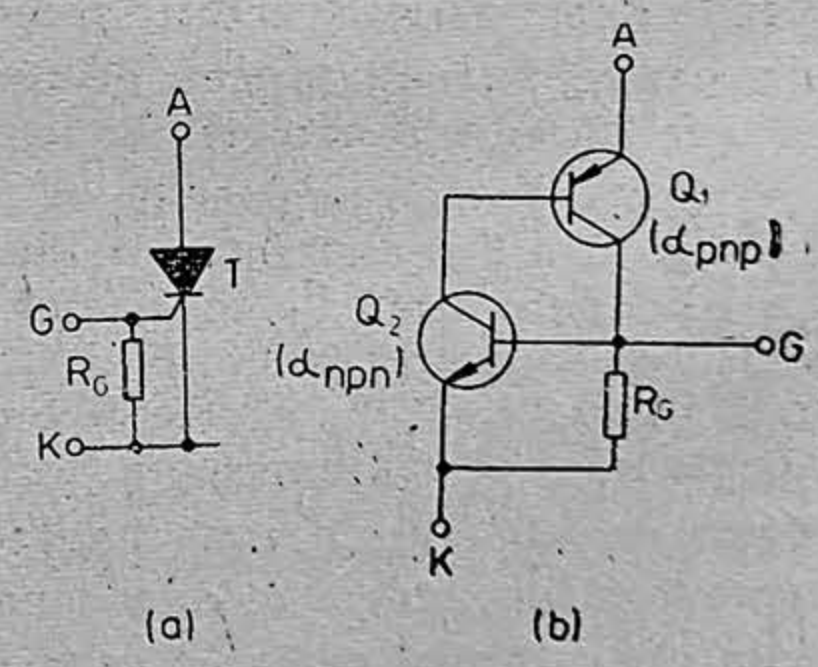


Fig. 2.13. (*a*) Protecția tiristorului la *efectul* dV/dt prin conectarea unui rezistor extern R_G între poartă și catod ; (*b*) schema echivalentă simplificată a structurii (*a*).

redusă are ca efect creşterea puterii necesare pentru controlul pe poartă al tiristorului, întrucît o parte a curentului de comandă este şuntată prin R_G direct la masă. Soluţia descrisă este identică cu cea a şunturilor de catod (vezi §.1.5.3.2.) şi din această cauză nu se utilizează în cazul tiristoarelor *GTO*.

Negativarea porţii în raport cu catodul are consecinţe similare cu cele din soluţia precedentă şi este utilizată în scopul măririi capabilităţii dispozitivelor *GTO* la dV/dt *static* şi *reaplicat* (vezi figura 4.32.).

Utilizarea unei *diode Shockley* („*breakover diode*") conectate ca în figura 2.8 previne distrugerea tiristorului în cazul amorsării sale prin „*efectul* dV/dt". Aplicarea rampei dV/dt între anod şi catod determină intrarea iniţială în conducţie numai a diodei (*BOD*), al cărei curent anodic este furnizat în poarta tiristorului în vederea amorsării normale a acestuia.

Soluţia constructivă curentă, care măreşte capabilitatea în dV/dt a tiristoarelor, este cea a şunturilor de emitor (vezi §.1.5.3.2.). În tiristoarele *GTO* nu pot fi utilizate decît şunturi de anod. Capabilitatea rezultantă în dV/dt depinde de geometria şunturilor şi de aria şuntată a emitorului (vezi §.3.3.5.).

Micşorarea timpului de viaţă al purtătorilor minoritari în bazele n_1 şi p_2 (vezi §3.4) conduce la creşterea capabilităţii în dV/dt a tiristoarelor. În tiristoarele *GTO* rapide există inerent posibilitatea obţinerii unor capabilităţi ridicate în dV/dt, întrucît timpul de viaţă redus în bazele n_1 şi p_2 implică o recombinare intensă a purtătorilor, deci diminuarea pronunţată a sarcinii componente a curentului parazit.

2.5. ANALIZA FENOMENELOR LA AMORSAREA PE POARTĂ

Modalitatea uzuală de comutare a tiristoarelor *GTO* din starea de blocare în direct („*OFF*") în cea de conducţie („*ON*") o constituie aplicarea unui impuls pozitiv de comandă pe poartă. Într-o abordare simplificată, bazată pe un model de prim ordin (vezi relaţia 1.9.), amorsarea pe poartă a unui tiristor implică creşterea curentului anodic prin structura *pnpn* pînă la un nivel critic, care să asigure declanşarea procesului regenerativ de basculare, controlat de cele două tranzistoare (*pnp* şi *npn*) componente ale dispozitivului. În mod riguros, condiţia de amorsare a unui tiristor se exprimă prin relaţia (2.21.). În comparaţie cu relaţia (1.11.), condiţia (2.21.) indică o declanşare a reacţiei pozitive intrinseci structurii *pnpn* la un nivel mai scăzut al curentului prin dispozitiv, întrucît factorii de cîştig la semnal mic ($\tilde{\alpha}$) au valori mai mari (figura 2.6.) decît omologii lor statici (de curent continuu).

Secvenţele principale de iniţiere a procesului tranzitoriu de amorsare pe poartă a tiristoarelor sînt ilustrate în figura 2.14. Aplicarea semnalului pozitiv de comandă I_{GF} determină propagarea unui curent prin baza p_2, avînd sensul de la poartă la emitorul n_2. Acest curent determină pe rezistenţa laterală a bazei $p_2(R_{p2})$ o cădere de tensiune, care polarizează în direct porţiunea joncţiunii $n_2p_2(J_3)$, adiacentă porţii (figura 2.14.*a*.). În momentul în care căderea de tensiune în zona bazei p_2, situată în proximitatea porţii, atinge pragul de deschidere al unei diode din siliciu ($V_p \simeq 0{,}5$ V la $T_{cj} = 25°C$), stratul emitorului de catod n_2 începe să injecteze electroni, declanşînd astfel procesul regenerativ de amorsare. Iniţierea procesului tranzitoriu de comutare este efectuată de tranzistorul $n_2p_2n_1$ (figura 2.14.b.) : aplicarea semnalului I_{GF} echivalează cu o injecţie de goluri în baza p_2 (secvenţa 1) care, rîndu-i, (*a*) modulează (micşorează) rezistivitatea stratului p_2 şi (*b*) provoacă

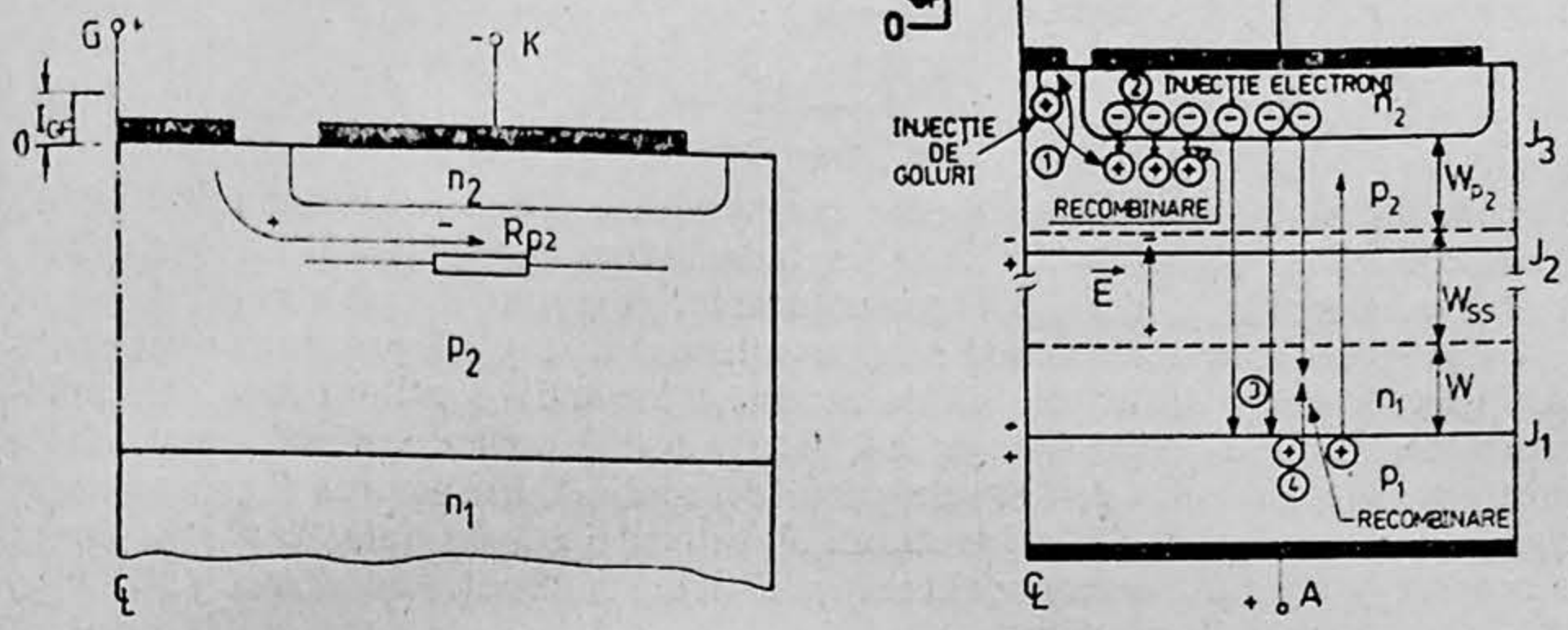


Fig. 2.14. Ilustrarea secvențelor principale de inițiere a procesului tranzitoriu de amorsare a unui tiristor (*b*) prin injecția în baza p_2 a curentului I_{GF} (*a*).

injecția de electroni din emitorul n_2 în stratul p_2 (secvența 2). Electronii injectați din emitorul de catod n_2, care nu se recombină în baza p_2, ajung la joncțiunea de colector J_2 în timpul [1] :

$$t_{p2} \simeq W_{p2}^2/2 \cdot D_n \qquad (2.36.)$$

unde : t_{p2} este timpul de tranzit (prin difuzie) al stratului p_2 de lățime W_{p2}, D_n este coeficientul de difuzie al electronilor.

Electronii menționați traversează practic instantaneu zona de sarcină spațială de grosime W_{ss} (vezi pag. 89). Prezența acestor electroni în proximitatea joncțiunii J_1 (secvența 3) reprezintă un exces local de purtători majoritari în stratul n_1. Pentru a restabili echilibrul de sarcină în stratul n_1, emitorul de anod p_1 injectează goluri în baza n_1 (secvența 4). O fracțiune a golurilor injectate de joncțiunea J_1 se recombină cu electronii din stratul n_1. Golurile care nu sînt anihilate prin recombinări ajung la marginea zonei golite a joncțiunii J_2, fiind apoi transferate practic instantaneu în baza p_2 (vezi pag. 87). Timpul de tranzit t_{n1} prin difuzie al bazei n_1 de grosime efectivă W este :

$$t_{n1} \simeq W^2/2 \cdot D_p \qquad (2.37.)$$

unde : D_p este coeficientul de difuzie al golurilor în stratul n_1.

Din cele prezentate rezultă că timpul minim de răspuns al unui tiristor la semnalul I_{GF} aplicat pe poartă este dat de suma timpilor de tranzit t_{p2} și t_{n1}. Inerția în răspuns a tiristorului, exprimată de suma $(t_{p2} + t_{n1})$, constituie o componentă importantă a timpului de întîrziere t_d, în special în cazul tiristoarelor de tensiuni înalte ($V_{DRM} \simeq V_{RRM} \geqslant 2\,000$ V), care au baze de grosimi relativ mari (vezi figura 1.26. și §.2.2.). Pentru un tiristor comandat cu un semnal $I_{GF} = constant$, timpul de tranzit t_{n1}, deci și timpul de întîrziere t_d, se micșorează odată cu creșterea valorii tensiunii V_D aplicate între anod și catod la blocarea în direct, ca urmare a diminuării grosimii efective W a bazei n_1 (vezi figurile 2.4. și 2.14. b.).

În cursul timpului de întîrziere t_d (vezi figura 1.26.), curentul prin dispozitiv atinge un nivel critic, corespunzător îndeplinirii condiției (2.21.). Cuplajul regenerativ existent între cele două tranzistoare componente ale structurii *pnpn* determină creșterea rapidă a curentului anodic i_T în cursul

fazei t_2. Legea de creștere a curentului anodic i_A este, de regulă, exponențială. Durata timpului de creștere t_r [1] — [5] [7] [8] :

$$t_r \sim \left(\frac{t_{n1} \cdot t_{p2}}{\alpha_{npn} + \alpha_{pnp}} \right)^{1/2} \tag{2.38.}$$

este direct proporțională cu media geometrică a timpilor de tranzit t_{p2} și t_{n1} (relațiile 2.36., respectiv 2.37.) și depinde invers proporțional de factorii de cîștig în curent α_{npn} și α_{pnp} ai tranzistoarelor componente ale structurii *pnpn*.

Creșterea curentului anodic în cursul fazei t_r implică prezența unei cantități sporite de purtători mobili de sarcină (electroni și goluri) în zonele adiacente joncțiunii J_2 (vezi figurile 2.4. și 2.14.b.). Ca urmare, zonele menționate încetează de a mai fi „golite" (de purtători mobili). Prăbușirea („colapsarea") zonei de sarcină spațială a joncțiunii J_2 este urmată de polarizarea în direct a acestei joncțiuni, corespunzătoare stării de conducție în direct („*ON*") a tiristorului (vezi figura 2.29.).

Procesul tranzitoriu de amorsare se încheie la sfîrșitul fazei t_s (figura 1.26.) cînd :

a) întreaga suprafață a catodului se află în conducție directă ;
b) tensiunea pe dispozitiv scade la valoarea V_{TM} (figura 1.26.) ;
c) toate joncțiunile dispozitivului sînt polarizate în direct (figura 2.29.).

Din punct de vedere formal la sfîrșitul fazei t_s se consideră îndeplinită condiția (1.11.) [1] — [5].

În faza inițială a procesului tranzitoriu de amorsare, conducția în direct se stabilește în zona catodului n_2 aflată în proximitatea porții (figura 2.15.). Aria inițială A_1 a catodului aflată în conducție este redusă. În decursul procesului tranzitoriu de amorsare, zona catodului aflată în conducție directă (A_{on}) se extinde în direcție laterală. Expansiunea frontierei regiunii „*ON*" în sensul măririi ariei catodului în conducție directă se efectuează cu viteza v_s (figura 2.15.). Valorile tipice ale vitezei de răspîndire a conducției v_s sînt situate în gama 0,03...0,3 mm/μs [1] [2].

Dimensiunea laterală r_1 a zonei aflate inițial în conducție (figura 2.15.) se poate estima din relația [2].

$$r_1 \leqslant 2W_{p2}\sqrt{\beta_{npn}} \tag{2.39.}$$

unde : W_{p2} este grosimea bazei p_2, $\beta_n = \alpha_{npn}/(1 - \alpha_{npn})$ este factorul de cîștig în curent al tranzistorului $n_2p_2n_1$ în conexiunea *emitor comun*. Pentru valori uzuale ale parametrilor implicați în (2.39.) : $W_{p2} = 30\mu m$, $\beta_{npn} = 4(\alpha_{npn} = 0{,}8)$, extinderea laterală a zonei catodului n_2, aflate inițial în conducție, este $r_1 = 120\ \mu m$. Această valoare este extrem de redusă în comparație cu diametrul catodului (20 mm...60 mm) în tiristoarele de curenți mari. Inițierea conducției pe o suprafață extrem de redusă poate conduce la deteriorarea tiristoarelor prin „*efectul di/dt*" (vezi §.2.6.).

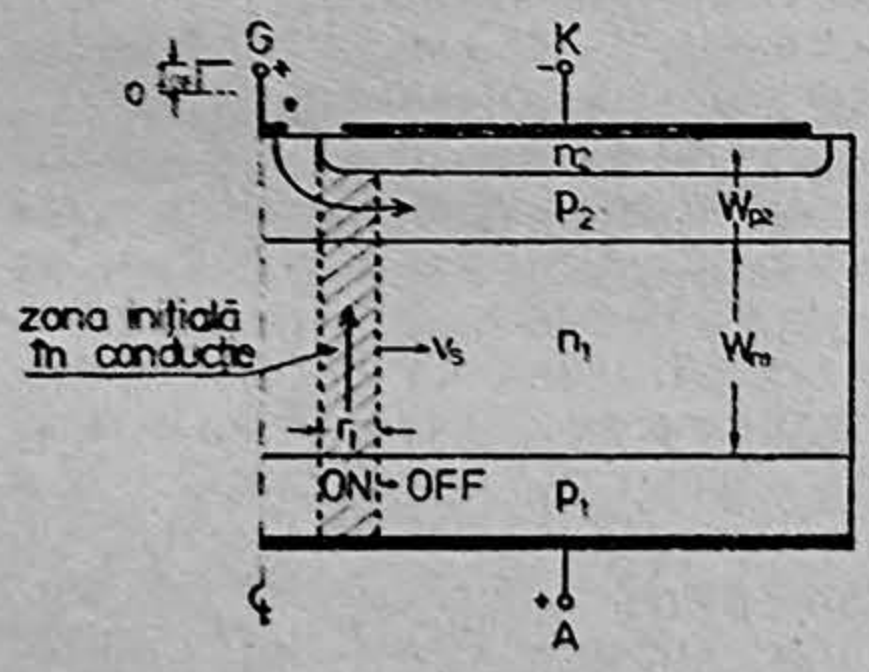


Fig. 2.15. Ilustrarea fenomenelor legate de amorsarea localizată a unui tiristor cu simetria radială.

Din punct de vedere practic, dimensiunea r_1 a zonei inițiale în conducție este invers proporțională

cu rezistența pe pătrat $R_{\square P} = \bar{\rho}_{p2}/W_{p2}$ a bazei p_2 (vezi § 1.5.3.1.). Această dependență se explică prin faptul că, la o valoare constantă a curentului de poartă I_{GFM}, căderea de tensiune în baza p_2, egală cu tensiunea $V_p = 0{,}5$ V, se obține pe o distanță laterală cu atît mai redusă cu cît rezistența $R_{\square P}$ este mai mare. Astfel, valorile ridicate ale rezistenței $R_{\square P}$ determină amorsări extrem de localizate și neuniforme ale catodului în tiristoare de putere [1] — [5].

Aprinderea tiristoarelor cu semnale puternice de comandă I_{GFM} permite mărirea ariei inițiale amorsate A_i, însă nu influențează evoluția în timp a ariei în conducție A_{on}. Extinderea de-a lungul catodului a zonei amorsate este condiționată de depășirea valorii critice j_m (de ordinul A/cm^2) a densității curentului anodic pe suprafața în conducție. Răspîndirea conducției este inițiată atunci cînd concentrația purtătorilor atinge un nivel suficient de înalt pentru a modula rezistența bazei p_2, adiacentă zonei inițiale în conducție. **Procesul de răspîndire al conducției sau a plasmei** („*plasma spreading*") este susținut de acumularea sarcinii în exces a purtătorilor majoritari (goluri) în regiunea de conducție a bazei p_2. Această sarcină asigură *modularea continuă* a zonelor stratului p_2 aflate încă în starea „*OFF*" (figura 2.15.) [1] — [5]. **Viteza de răspîndire a conducției** v_s („*plasma spreading velocity*") [2] :

$$v_s \sim \ln j_T \tag{2.40.}$$

este direct proporțională cu logaritmul densității instantanee a curentului j_T în regiunea amorsată a catodului (de arie A_{on}) care, la rîndu-i este legată de densitatea j_T prin [5] :

$$j_T \sim \frac{d}{dt}[\ln (A_{on})] \tag{2.41.}$$

Relațiile (2.40.) și (2.41.) exprimă cerințe contradictorii. Pe de o parte, valoarea instantanee a curentului anodic j_T în cursul procesului de amorsare trebuie limitată, pentru ca disipările de putere, deci creșterile locale de temperatură în structura *pnpn* să fie cît mai reduse. Intuitiv este evident că densitățile reduse ale curentului anodic j_T sînt asociate unor arii instantanee în conducție A_{on} mai extinse, ceea ce reclamă o viteză mare de răspîndire a conducției v_s. Pe de altă parte, vitezele mari v_s sînt condiționate de creșterea densității instantanee a curentului prin structură j_T, ceea ce este în contradicție cu prima cerință enunțată mai sus. De remarcat faptul că sub o valoare critică j_m a densității curentului anodic, viteza de răspîndire a conducției este practic nulă ($v_s = 0$), adică fenomenul de extindere a ariei în conducție nu mai are loc. În acest caz, conducția curentului anodic prin structura *pnpn* se localizează pe suprafața „*ON*" inițială a catodului (A_i).

Viteza de răspîndire a conducției are valori de $v_s = 0{,}03$ mm/μs la densități relativ joase de curenți ($j_T = 20$ A/cm²) și de peste 0,1 mm/μs la densități $j_T \simeq 700$ A/cm². Influența timpului de viață al purtătorilor minoritari (τ) și a grosimii bazei n_1 (W_{n_1}) asupra vitezei v_s este exprimată de relațiile [2] — — [5] :

$$v_s \sim \sqrt{\tau} \tag{2.42.}$$

$$v_s \sim \frac{1}{(W_{n1}/L_p)} \tag{2.43.}$$

unde L_p este lungimea de difuzie a golurilor în baza n_1. Dependențele (2.42.) și (2.43.) indică faptul că tiristoarele cu valori mari ale timpului de viață

(lungimii de difuzie) al purtătorilor și cu baze relativ înguste prezintă valori mai mari ale vitezei v_s, deci un timp mai redus de răspîndire al conducției t_s. Tiristoarele rapide, caracterizate prin timpi de viață în baza n_1 de $\tau = 1 \ldots 2\ \mu s$, prezintă — la aceeași densitate a curentului j_T — o viteză de răspîndire v_s de 5 pînă la 10 ori mai redusă în comparație cu tiristoare convenționale identice, avînd timpi de viață cu valori de $\tau = 20 \ldots 30\ \mu s$ [2] [5]. Aceste aspecte sînt reflectate de *capabilitatea în di/dt* a tiristoarelor (vezi §.2.6.).

Din cele prezentate, rezultă următoarele **concluzii :**

1) Amplitudinea (I_{GFM}) semnalului aplicat pe poartă influențează numai componenta t_d a timpului de amorsare (figura 1.26.) și extinderea ariei inițiale amorsate A_i. Creșterea amplitudinii I_{GFM} : a) mărește extinderea laterală a zonei modulate din baza p_2, deci dimensiunile ariei inițiale în conducție ; b) micșorează durata timpului de întîrziere t_d (vezi figura 4.39.), întrucît facilitează creșterea rapidă a curentului anodic incipient la valoarea curentului de „agățare" I_L (vezi figura 1.8.). La atingerea nivelului de curent I_L, procesul tranzitoriu de amorsare devine controlat practic exclusiv de acțiunea regenerativă a celor două tranzistoare, componente ale structurii *pnpn*, fiind cvasi-independent de parametrii semnalului de poartă. În consecință, la o valoare constantă a amplitudinii semnalului I_{GFM} ($\gg I_{GT}$), utilizată în amorsarea tiristoarelor operate pe sarcini rezistive, durata impulsului de poartă poate să nu depășească timpul necesar stabilirii curentului anodic la valoarea I_L. Întreruperea impulsului de comandă pe poartă, după ce curentul anodic atinge nivelul I_L, nu împiedică derularea procesului tranzitoriu de amorsare.

2) Timpul de creștere t_r (figura 1.26.) este determinat în principal de geometria verticală a dispozitivelor (grosimea și dopajul cu impurități a bazelor), fiind cvasi-independent de parametrii semnalului de comandă aplicat pe poartă (figura 4.39.). Micșorarea timpului t_r necesită, în principal, diminuarea grosimii celor două baze ale tiristorului, ceea ce are drept rezultat scăderea timpilor de tranzit t_{n1}, t_{p2} și creșterea factorilor de cîștig în curent α_{pnp} și α_{npn} (relația 2.38.).

3) Reducerea pe cale tehnologică a timpilor t_d și t_r (figura 1.26.) ai tiristoarelor, reclamă în principal, micșorarea grosimii bazelor n_1 și p_2, ceea ce conduce la diminuarea aportului timpilor de tranzit (2.36.) și (2.37.) la valoarea timpului de amorsare t_{gt}. Această cale de mărire a vitezei de amorsare este însă în contradicție cu cerința creșterii grosimii bazei n_1 în tiristoarele de tensiuni înalte (vezi §.2.2. și §.2.3.).

4) Durata timpului t_s (figura 1.26.) este condiționată numai de densitatea curentului anodic prin structura *pnpn* în faza t_r, prin intermediul vitezei de răspîndire a conducției (v_s). O durată redusă a procesului de amorsare în tiristoare implică o viteză relativ mare de răspîndire a conducției v_s.

5) Dinamica factorilor de cîștig α_{pnp} și α_{npn} joacă un rol primordial în derularea procesului tranzitoriu de amorsare. Valoarea statică a factorului α_{pnp} este stabilită la un nivel inițial redus de grosimea bazei n_1, dictată de considerentul obținerii unor tensiuni înalte de blocare (vezi §.2.2 și §.2.3.). Factorul de cîștig în curent α_{pnp}, determinat de grosimea *efectivă* a bazei n_1, variază substanțial cu densitatea curentului anodic în cursul procesului de amorsare. Întrucît contactul pe poartă este atașat bazei p_2, iar $\alpha_{npn} > \alpha_{pnp}$, în faza t_d și la începutul timpului de creștere t_r, tranzistorul *npn* joacă un rol esențial în comutarea tiristoarelor. Îndeplinirea rapidă a condiției (2.21.) în cursul procesului de amorsare și maximizarea cîștigului în curent $G_{on} =$

$= i_T/I_{GFM}$ (vezi §.1.4.2.) reclamă o valoare ridicată a factorului α_{npn}. Una din căile tehnologice de creștere a cîștigului α_{npn} constă în maximizarea raportului dintre lungimea de difuzie a electronilor (L_n) în stratul p_2 și grosimea W_{p2} a acestuia (L_n/W_{p2}). Obiectivul enunțat se poate realiza prin (vezi §.3.2.): 1) micșorarea dopajului cu impurități a stratului p_2, ceea ce conduce la mărirea timpului de viață, deci a lungimii de difuzie L_n : 2) micșorarea grosimii W_{p2} a bazei p_2. Ambele soluții măresc rezistența pe pătrat $R_{\square P}$ ($= \bar{\rho}_{p2}/W_{p2}$) a bazei p_2, ceea ce conduce la amorsarea extrem de localizată și neuniformă a catodului n_2, favorizînd astfel probabilitatea apariției limitărilor datorate „*efectului di/dt*“ (vezi §.2.6.).

2.6. EFECTUL di/dt

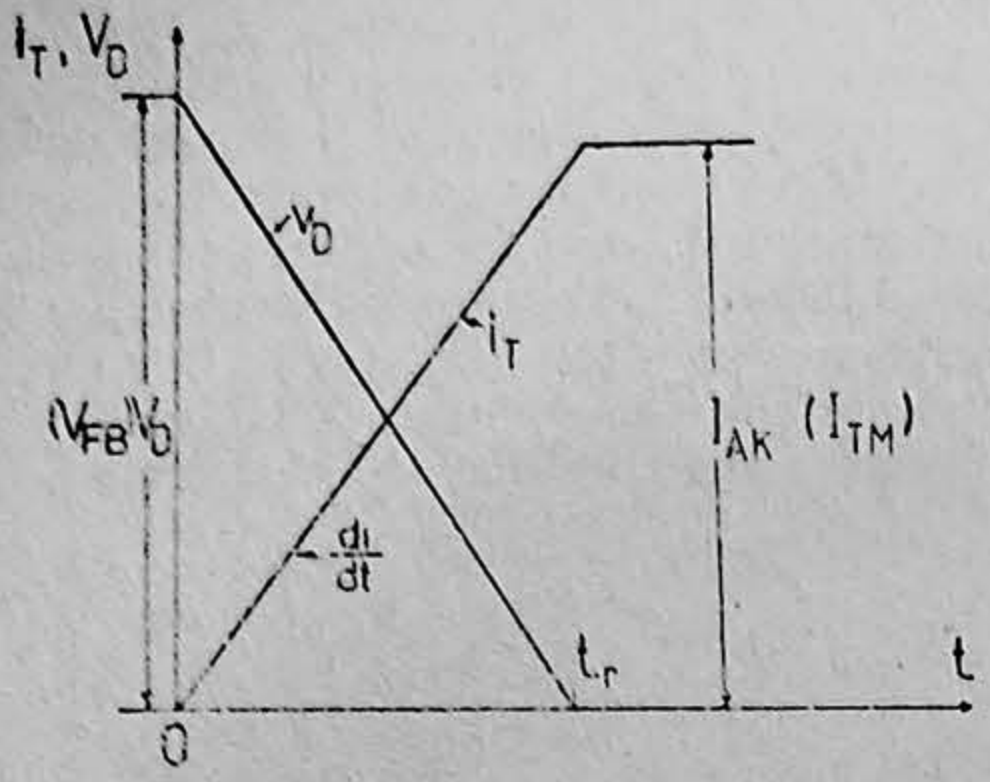
2.6.1. Esența fenomenului

Dacă rata de creștere a curentului anodic (di/dt) în cursul fazei t_r (vezi figura 1.26) a procesului de amorsare pe poartă a unui tiristor depășește o valoare critică, disipările excesive de putere conduc la supraîncălzirea locală a zonei structurii *pnpn* aflate în conducție, determinînd astfel distrugerea dispozitivului. „**Capabilitatea în** di/dt“ este rata maximă de creștere a curentului anodic în cursul procesului tranzitoriu de amorsare, care poate fi suportată fiabil de un tiristor. Valoarea **capabilității în** di/dt (exprimată în A/μs) constituie un parametru important al tiristoarelor, în special al celor destinate să opereze la curenți mari și frecvențe ridicate (de exemplu, în invertoare și choppere) [1] — [5] [8].

Un tiristor distrus prin „*efectul di/dt*“ prezintă deteriorări ale plachetei de siliciu, tipice pentru temperaturi înalte atinse în structura *pnpn* (1 100°C... 1 300°C), care sînt apropiate de temperatura de topire a siliciului ($\sim$ 1 415°C). Zonele topite ale catodului, situate în proximitatea contactului de poartă, au dimensiuni reduse (de ordinul sutelor de microni), ceea ce atestă faptul că supraîncălzirea locală s-a produs datorită energiei excesive disipate într-un volum redus de siliciu. Distrugerea tiristoarelor este cauzată de efectele (uneori combinate) ale următoarelor fenomene : *a*) filamentarea (fragmentarea) curentului din zona conductivă (A_{on}) în cîteva regiuni de dimensiuni extrem de reduse, avînd densități locale de curent tipice regimului de suprasarcină ($> 10^4$ A/cm^2, vezi §.2.8.) ; *b*) tensiunile mecanice provocate de gradientul de temperatură generat între zonele aflate deja în conducție și cele non-conductive (figura 2.16.) ; *c*) penetrarea metalului adiacent (de regulă, aluminiul) în placheta de siliciu la temperaturi înalte (> 600°C), ceea ce determină apariția unor șunturi (căi de scurtcircuit) prin structura *pnpn* [1] — [5].

Distrugerea tiristoarelor prin „*efectul di/dt*“ este de **natură electrotermică,** întrucît factorii electrici (densitățile locale ale curentului, respectiv puterii disipate) determină o creștere pronunțată a temperaturii în zona structurii *pnpn* aflată în conducție. **Fenomenele electrice și termice sînt cuplate printr-o reacție pozitivă,** fapt care conduce în final la creșterea localizată a temperaturii peste o valoare critică, maxim-admisibilă (vezi § 2.8).

Influența ariei inițiale amorsate A_i și a vitezei de răspîndire a conducției v_s asupra densității de putere disipate $q_{on}(t)$, care determină creșterea localizată de temperatură ΔT, poate fi estimată cu ajutorul modelului de prim ordin din figura 2.16. Considerînd variațiile curen-



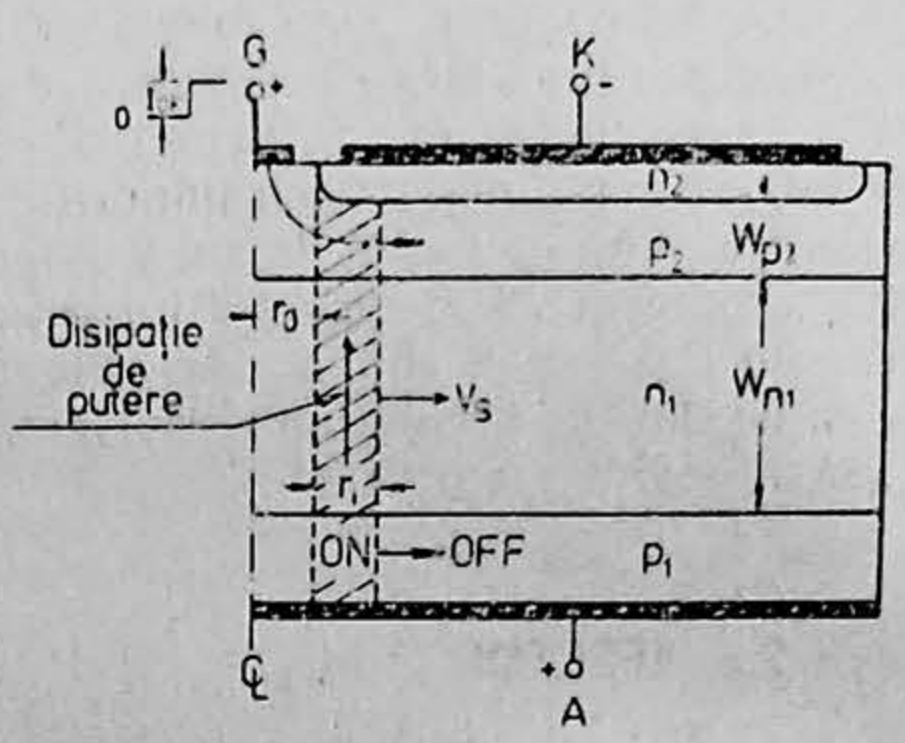


Fig. 2.16. (*a*) Formele de undă liniarizate ale curentului și tensiunii anodice (vezi figura 1.26) la amorsarea pe poartă a unui tiristor: (*b*) model al tiristorului cu poartă centrală și simetrie radială, supus *efectului* d*i*/d*t*.

tului anodic i_T și ale tensiunii v_D pe dispozitiv ca fiind liniare în cursul procesului de amorsare al tiristorului (figura 2.16), expresiile analitice ale acestor două mărimi sînt [2] [8]:

$$i_T = (\mathrm{d}i/\mathrm{d}t) \cdot t \tag{2.44}$$

$$v_D = V_{FB} \cdot \left(1 - \frac{t}{t_r}\right) \tag{2.45}$$

unde: $\mathrm{d}i/\mathrm{d}t = (I_{TM}/t_r)$ este rata de creștere a curentului anodic, V_{FB} este valoarea finală a tensiunii de blocare în direct la care este operat dispozitivul, t_r este timpul de creștere (vezi figura 1.26).

Puterea instantanee disipată pe dispozitiv la amorsare se obține din produsul relațiilor (2.44) și (2.45):

$$P_{on} = i_T \cdot v_D = \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \cdot V_{FB} \cdot t \left(1 - \frac{t}{t_r}\right) \tag{2.46}$$

fiind direct proporțională cu rata de creștere a curentului (d*i*/d*t*).

Pentru o structură cu simetrie circulară (figura 2.16), creșterea în timp a ariei catodului, aflate în conducție, se exprimă prin relația [2] [8]:

$$A_{on}(t) = \pi[(r_0 + r_1 + v_s \cdot t)^2 - r_0^2] \tag{2.47}$$

unde: r_1 este extinderea laterală a zonei catodului, intrată inițial în conducție (figura 2.16), v_s este viteza de extindere a zonei „*ON*", presupusă constantă, r_0 este distanța dintre marginea interioară a catodului n_2 și axa de simetrie a dispozitivului.

Considerînd că în plan vertical puterea la amorsare se disipă în principal în baza slab dopată n_1 de grosime W_{n1} (*disipație ohmică*)*, variația în timp a volumului structurii V_{on}, aflate în conducție directă, se exprimă prin:

$$V_{on}(t) = A_{on}(t) \cdot W_{n1} \quad [\mathrm{cm}^3] \tag{2.48}$$

Raportînd relația (2.46) la (2.48), densitatea de putere q_{on} disipată în zona structurii *pnpn* aflate în conducție directă se exprimă astfel:

$$q_{on} = \frac{\dfrac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \cdot V_{FB} \cdot t \left(1 - \dfrac{t}{t_r}\right)}{A_{on}(t)\, W_{n1}} \quad [\mathrm{W/cm}^3] \tag{2.49}$$

unde: A_{on} este dată de relația (2.47).

---

* Disipație de putere pe stratul n_1, de rezistivitate mare.

Creșterea de temperatură ΔT (față de cea de referință T_{ref}) în structura dispozitivului în cursul procesului de amorsare se exprimă prin raportul dintre energia disipată (U) și capacitatea calorică (C) a zonei amorsate A_{on} ($\Delta T = U/C$). Relația analitică detaliată are forma [2] :

$$\Delta T = \frac{1}{\rho \cdot c} \int_0^{t_r} q_{on}\, dt \quad [°C] \qquad (2.50.)$$

unde: ρ este densitatea siliciului (2,32 g/cm^3), iar c este căldura specifică a siliciului (0,7 J/g °C la 300 K).

Variația în timp a mărimilor de interes este trasată calitativ în figura 2.17.

Din relațiile (2.49) și (2.50) rezultă că mărimile q_{on} și ΔT sînt cu atît mai reduse, cu cît aria instantanee în conducție $A_{on}(t)$ și grosimea bazei $n_1 (W_{n1})$ au valori mai mari, iar rata de variație a curentului (di/dt) este mai mică. Relația (2.47) indică faptul că aria $A_{on}(t)$ este direct proporțională cu extinderea laterală (r_t) a suprafeței aflate inițial în conducție (A_i) și cu viteza de răspîndire a zonei „*ON*“ (v_s).

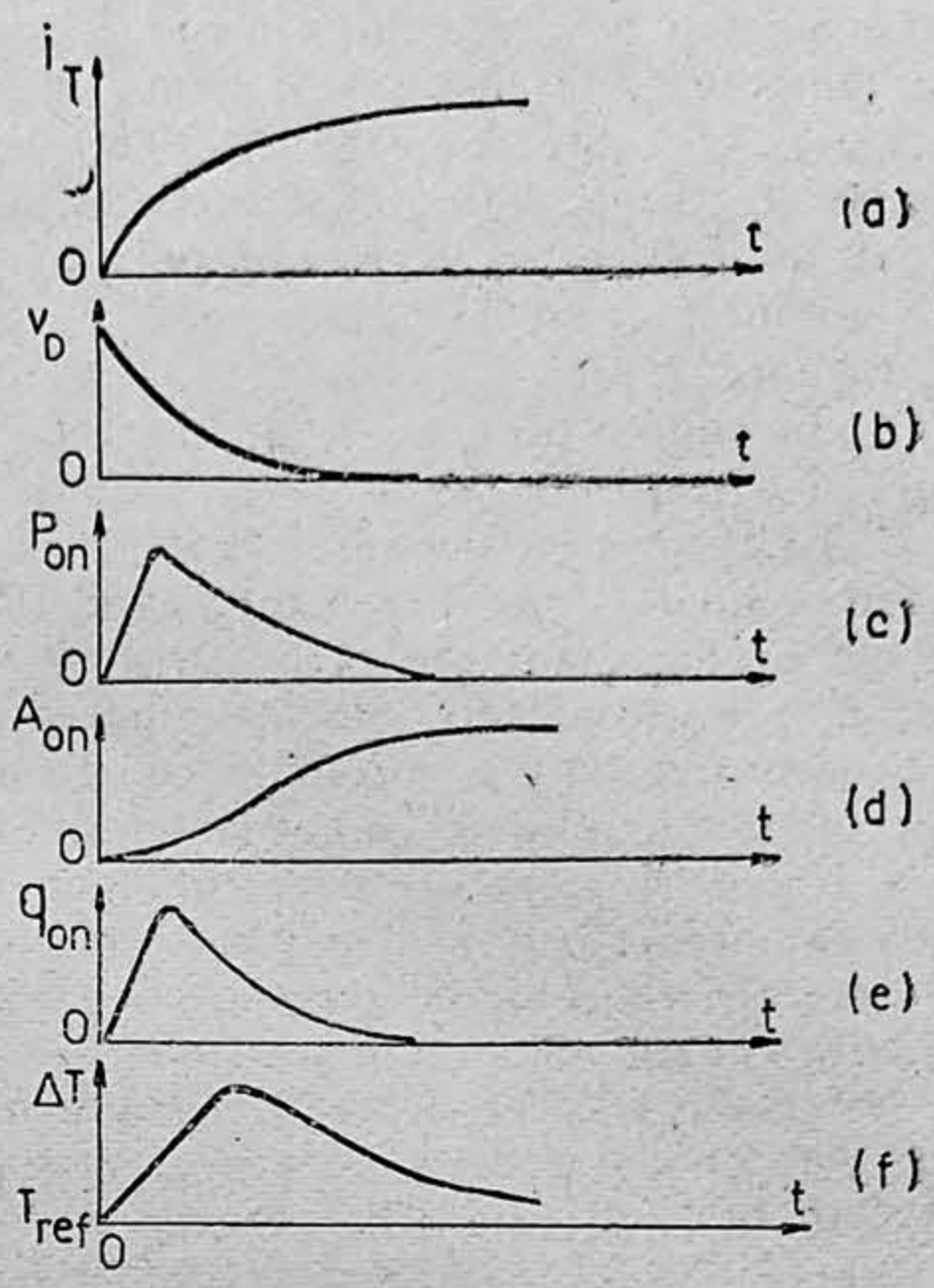


Fig. 2.17. Ilustrarea calitativă a variației în timp a curentului (a) și tensiunii (b) anodice, a puterii P_{on} (c) și densității de putere disipate q_{on} (e), a ariei aflate în conducție A_{on} (d) și a creșterii de temperatură ΔT în structura *pnpn* (f) în cursul procesului tranzitoriu de amorsare al unui tiristor.

Un volum inițial redus al siliciului în conducție se traduce printr-o constantă de timp termică τ_{th} mică (vezi §.1.5.4.3.), ceea ce favorizează creșterile rapide ale temperaturii în zona amorsată. Ca urmare, deteriorarea ireversibilă a tiristoarelor cu o aprindere profund neuniformă și localizată a suprafeței catodului se produce datorită densităților mari de curent j_T, asociate ariilor inițiale în conducție extrem de limitate. Distrugerea are loc în faza inițială a procesului de amorsare ; în consecință, aceste tiristoare nu pot beneficia de valoarea potențial ridicată a vitezei de răspîndire a conducției v_s, asociată densității mari de curent ($v_s \sim \ln j_T$, vezi §.2.5.). În tiristoare amorsate pe o arie inițială A_i relativ extinsă, fenomenul de distrugere prin *efectul* di/dt se produce datorită vitezei reduse de răspîndire v_s, determinate tocmai de densitatea relativ scăzută a curentului pe suprafața în conducție.

Capabilitatea în di/dt, deci **fiabilitatea electrotermică a tiristoarelor**, este influențată de corelația dintre timpii de întîrziere t_d și de creștere t_r (vezi figura 1.26.). Astfel diminuarea timpului t_d — prin creșterea amplitudinii semnalului I_{GFM} aplicat pe poartă (vezi figurile 4.39. și 4.46.) — implică o inițiere mai rapidă a fazei t_r. În condițiile localizării curentului anodic în faza t_d pe o arie extrem de redusă a catodului, „grăbirea“ debutului fazei t_r determină supraîncălzirea locală a tiristoarelor, datorită densităților considerabile de putere disipată. Astfel, „*supracomanda*“ pe poartă, menită să reducă valoarea timpului t_d, provoacă o creștere a densității instantanee a curentului anodic în faza t_r pe o arie inițială în conducție restrînsă, favorizînd astfel distrugerea electrotermică a dispozitivelor prin „*efectul* di/dt“ (vezi §.2.6.2.). De notat faptul că tiristoarele operate la un nivel prestabilit al curentului anodic I_{TM} (determinat de tensiunea de alimentare și sarcina externă R_A), tre-

buie să posede o arie inițială în conducție A_i cu atît mai mare, cu cît timpul de creștere t_r, determinat în principal de geometria verticală a structurii *pnpn*, (vezi § .2.5.) este mai redus, întrucît $q_{on} \sim di/dt \sim I_{TM}/t_r$ (vezi relația 2.49.). Astfel cerințele față de valoarea timpului t_r sînt contradictorii : pe de o parte, t_r trebuie să aibă o valoare redusă, pentru ca energia disipată ($\sim P_{on} \cdot t_r$) în cursul procesului de amorsare să fie cît mai mică, iar pe de altă parte, t_r trebuie să aibă o valoare suficient de mare pentru a permite intrarea treptată în conducție a unei suprafețe cît mai extinse, în vederea limitării densității instantanee de putere disipate $q_{on}(t)$ pe dispozitiv.

Limitarea tiristoarelor în di/dt se manifestă nu numai în procesul amorsării pe poartă, dar și în cazul *aprinderii neintenționale* (vezi §.2.4.) : distrugerea tiristoarelor amorsate prin „*breakover*" sau „*dV/dt*" este datorată *efectului di/dt*. Spre deosebire însă de amorsarea controlată, care se produce în zona catodului, aflată în vecinătatea contactului de poartă, aprinderile parazite pot avea loc în **orice punct** al emitorului n_2, datorită neomogenităților interne ale structurii *pnpn*. În cazul amorsărilor parazite, aprinderea are loc în zona cu valoarea locală cea mai mare a sumei celor doi α (vezi relația 2.21). Protecția tiristoarelor la „*breakover*" (vezi figura 2.8) constituie de fapt o protecție contra distrugerii prin *efectul di/dt* [2]—[5].

Din cele prezentate, rezultă următoarele **concluzii :**

1) Densitatea de putere $q_{on}(t)$ și creșterea de temperatură ΔT în zona aflată în conducție a structurii *pnpn* (figura 2.17) în cursul procesului de amorsare sînt direct proporționale cu rata de creștere a curentului anodic (di/dt), fiind invers proporționale cu aria inițială în starea „*ON*" (A_i) și cu viteza de propagare a plasmei v_s ;

2) O capabilitate ridicată în di/dt a unui tiristor reclamă o arie inițială amorsată (A_i) relativ extinsă și un timp redus de intrare în conducție a întregii suprafețe a catodului ;

3) Valorile mari ale zonei amorsate inițial (A_i) și ale grosimii plachetei de siliciu măresc volumul instantaneu $V(t)$ al structurii *pnpn* aflate în conducție, micșorînd implicit densitatea de putere q_{on} disipată. Un volum mărit al siliciului în conducție directă implică o constantă termică τ_{th} ($=R_{th} \cdot C_{th}$, vezi §.1.5.4) mai mare, ceea ce diminuează rata de creștere a temperaturii structurii la o valoare prestabilită a parametrului (di/dt).

2.6.2. **Modalități de îmbunătățire a** *capabilității în di/dt*

Capabilitatea în di/dt limitează viteza de amorsare, deci și frecvența maximă de comutare a tiristoarelor [2]—[5] [8]. Astfel, de exemplu, un tiristor cu un curent nominal $I_{T(AV)}=1\,000$ A avînd o capabilitate în $di/dt = 100$ A/μs (specificată, de regulă, la $T_{vj} = 125°$ C pentru regim repetitiv), poate fi amorsat fiabil în cel puțin $\sim$ 10 μs ($=I_{T(AV)}/(di/dt)$). Comutarea tiristorului într-un timp mai redus implică depășirea ratei maxime de creștere a curentului (di/dt) și conduce la deteriorarea dispozitivului. Utilizarea în aceeași aplicație a unui tiristor identic, avînd însă o capabilitate în $di/dt = 500$ A/μs permite reducerea timpului de amorsare la $\sim$2 μs și, implicit, creșterea frecvenței maxime de comutare.

Capabilitatea în di/dt a tiristoarelor convenționale este limitată la 50 A/μs...200 A/μs [2]—[5]. Ameliorarea capabilității în di/dt a tiristoarelor se obține prin **metode externe** (de circuit) și/sau **soluții constructive interne** (diferite concepte de modificare optimizată a structurii dispozitivelor).

Preîntîmpinarea distrugerii tiristoarelor prin *efectul* di/dt se realizează — ca principiu general în circuitele de forță — prin conectarea inductanțelor externe (de ordinul a zeci de μH) în serie cu dispozitivele (figura 2.12, *c*). Rolul bobinei L este de a introduce o întîrziere în creșterea curentului anodic (față de tensiunea anodică) și de a diminua astfel valoarea puterii disipate în cursul timpului de creștere t_r (vezi figurile 1.26 și 2.17). Inconvenientele acestei soluții de „circuit" sînt următoarele : creșterea timpului *efectiv* de amorsare al dispozitivelor simultan cu reducerea corespunzătoare a frecvenței maxime de lucru ; posibilitatea apariției oscilațiilor parazite în circuitele care utilizează bobine și condensatoare.

Îmbunătățirea efectivă a capabilității în di/dt se realizează frecvent prin „*supracomanda*" porții tiristoarelor cu semnale puternice de curent („*over-drive*"), avînd amplitudini I_{GFM} de 10...50 ori mai mari decît valoarea parametrului I_{GT}. Această soluție de circuit mărește aria inițială a catodului (A_i), aflată în conducție, deci micșorează densitatea locală a curentului anodic în faza inițială a procesului de amorsare (vezi figura 2.16). Spre exemplificare, un tiristor de curent nominal $I_{T(AV)} = 50$ A și cu un curent minim de amorsare $I_{GT} = 50$ mA, posedă un cîștig la amorsare $G_{on} = I_{T(AV)}/I_{GT} = 1\,000$. Pentru mărirea ariei inițiale în conducție (A_i), acest tiristor poate fi comandat în impulsuri cu amplitudinea $I_{GFM} = 1$ A. Factorul de amplificare la amorsare scade în acest caz de 20 de ori ($G_{on} = 50$ A/1A $= 50$), fapt care reflectă creșterea puterii de intrare (de control). Metoda supracomenzii pe poartă are o eficiență limitată în ameliorarea capabilității în di/dt, întrucît : 1) amplitudinea semnalului de intrare (I_{GFM}) influențează practic numai dimensiunea ariei amorsate inițial (A_i), nu și viteza de răspîndire a conducției v_s ; 2) peste o anumită valoare a amplitudinii semnalului de comandă (I_{GFM}), dimensiunea suprafeței inițiale în conducție (A_i) devine practic independentă de parametrul I_{GFM}. Valoarea maxim-admisibilă a semnalului de poartă constituie un alt factor limitativ în utilizarea metodei de „*overdrive*". De notat faptul că un semnal puternic aplicat pe poartă determină micșorarea marcantă a timpului de întîrziere t_d (vezi figurile 4.39 și 4.46) ; în consecință, debutul fazei de creștere t_r survine mai rapid în cursul procesului de amorsare, cînd suprafața catodului în conducție este relativ redusă, ceea ce, în final, favorizează manifestarea limitărilor inerente „*efectului* di/dt".

Ideea supracomenzii se regăsește în concepțele constructive interne ale tiristoarelor moderne. Soluția principală implementată în tiristoare de arii (curenți) mari constă în încorporarea în structura dispozitivelor a unui „**amplificator de poartă integrat**" („**integrated amplifying gate**" sau „**amplifying gate**"), care acționează numai în faza inițială a procesului de amorsare (figura 2.18). Structura unui asemenea dispozitiv (figura 2.19, *a*) cuprinde un tiristor auxiliar T_A ($p_1n_1p_2n_{2A}$), integrat în geometria tiristorului principal T_P ($p_1n_1p_2n_{2P}$). Tiristorul T_A constituie „*amplificatorul de poartă integrat*" al structurii principale T_P. Secvențele principale de funcționare ale configurației sînt următoarele. La aplicarea pe terminalul de poartă (G) a curentului I_{GP} de valoare relativ redusă (secvența 1), conducția în direct se stabilește inițial prin tiristorul auxiliar T_A (secvența 2). Curentul I_{TA} al amplificatorului integrat ($p_1n_1p_2n_{2A}$) este reinjectat — prin metalizarea emitorului auxiliar n_{2A} — în zona bazei p_2 de sub catodul n_{2P} al tiristorului principal T_P (secvența 3). Curentul I_{TA} constituie semnalul de „poartă" I_{GP}, care asigură amorsarea forțată a structurii dispozitivului principal T_P (secvența 4). Semnalul de amorsare al structurii principale (I_{GP}), furnizat de curentul anodic al tiristorului T_A ($I_{GP} \simeq I_{TA}$), este *amplificat intern*, fiind net superior curentului

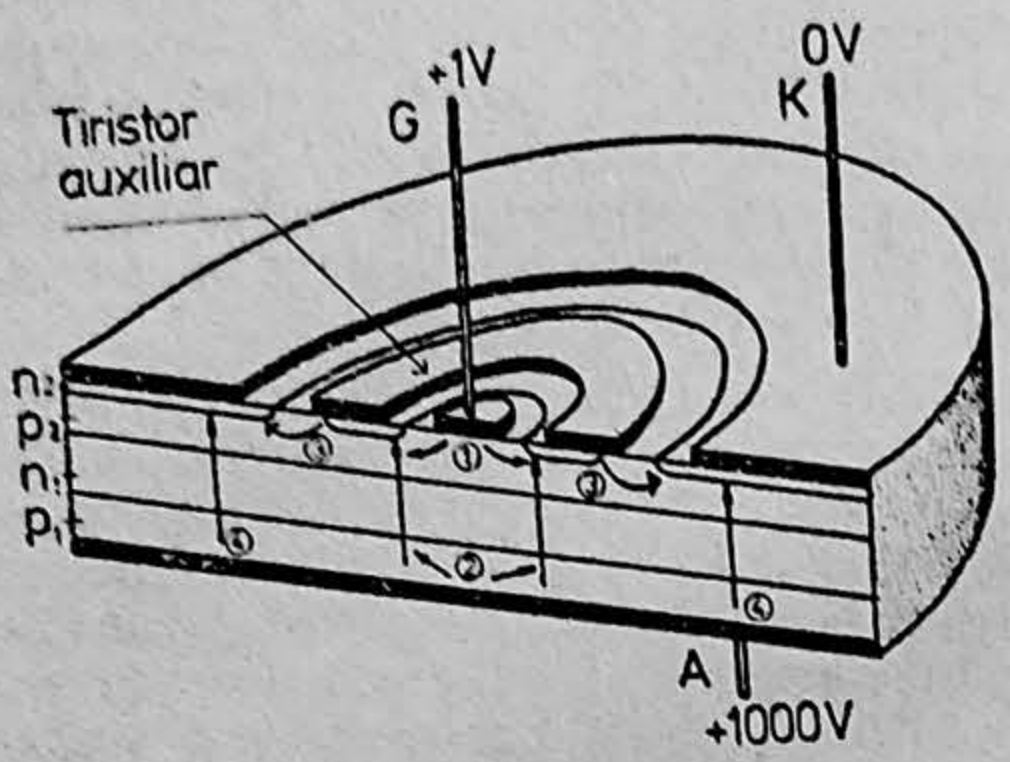


Fig. 2.18. Secțiune printr-un tiristor cu poartă centrală utilizînd un *amplificator de poartă integrat*. (Sînt indicate secvențele de amorsare a structurii).

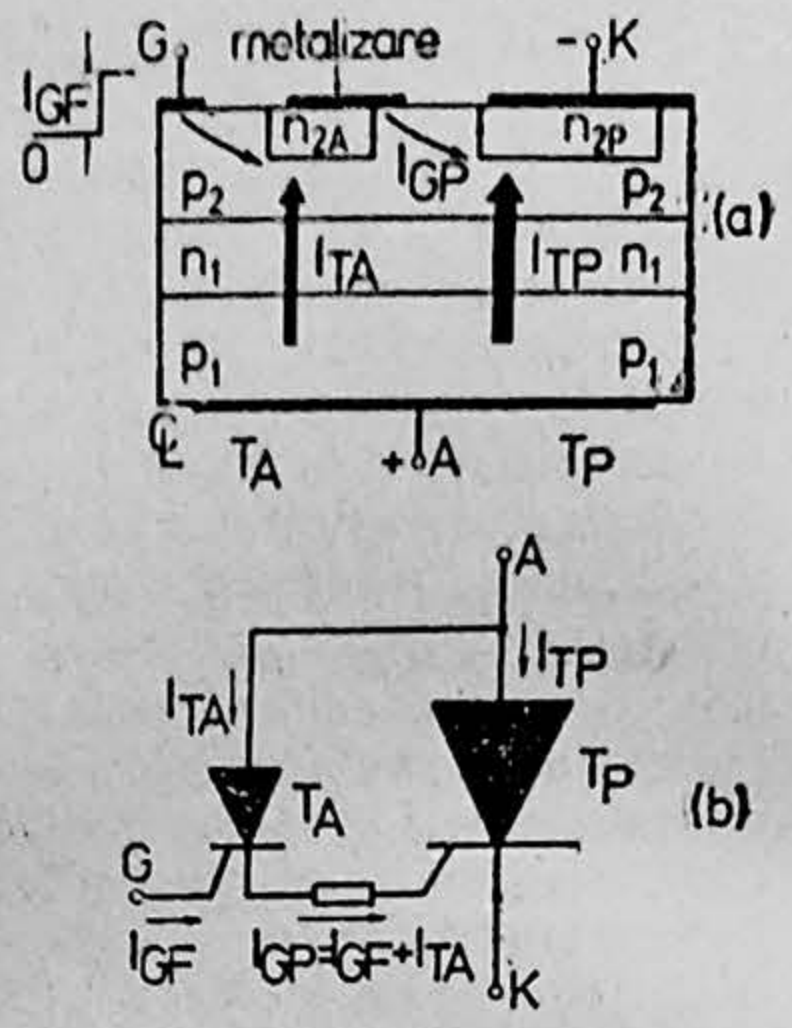


Fig. 2.19 (*a*) Ilustrarea principiului de funcționare la amorsare al unui tiristor cu amplificator de poartă integrat; (*b*) Schema echivalentă simplificată a structurii (T_A este tiristorul *auxiliar* integrat $p_1n_1p_2n_{2A}$, T_P este tiristorul *principal* ($p_1n_1p_2n_{2P}$).

aplicat inițial pe poartă din exterior (I_{GF}). Ca urmare, această soluție mărește aria inițială în conducție a catodului n_{2P}, menținînd totodată la un nivel scăzut puterea de comandă aplicată din exterior pe poarta dispozitivului (G). Schema echivalentă simplificată a tiristorului cu amplificator de poartă integrat este asemănătoare configurației Darlington a două tiristoare (figura 2.19, *b*) : structura T_A, amorsată cu un semnal de comandă I_{GF} de nivel redus, asigură supracomanda (*over-drive*-ul) dispozitivului principal T_P. După inițierea conducției curentului I_{TP} (figura 2.19), tiristorul auxiliar încetează de a mai participa la funcționarea dispozitivului : calea de semnal între anodul și catodul tiristorului se stabilește *direct* prin dispozitivul principal T_P, care șuntează structura T_A [2]—[5] [8] [11].

Tiristoarele cu amplificator de poartă integrat sînt astfel proiectate încît configurația T_A să se amorseze înaintea structurii principale (vezi § 3.3.6). În caz contrar (cînd T_P se amorsează înaintea structurii T_A), tiristorul auxiliar nu-și îndeplinește menirea. Se remarcă faptul că utilizarea amplificatoarelor integrate are ca rezultat negativ pierderea ariei active a catodului (figura 2.18) [2]—[5] [11].

Tiristoarele cu un singur amplificator de poartă integrat dimensionat optimal posedă capabilități în di/dt de peste 300 A/μs. Utilizarea structurilor auxiliare integrate (T_A) nu conduce însă automat la creșterea capabilității în di/dt a tiristoarelor. Explicația acestei limitări este următoarea : dacă debutul fazei de creștere (t_r) a curentului anodic, caracterizată prin disipări considerabile de putere, se produce în intervalul cînd conducția în direct este asigurată de dispozitivul auxiliar T_A cu dimensiuni laterale relativ reduse ale catodului n_{2A}, atunci tiristorul se poate distruge electrotermic înainte de amorsarea catodului principal n_{2P} (*l*).

O soluție alternativă — față de amplificatorul de poartă integrat — **o constituie** *„poarta cu amorsarea inițială de cîmpul electric"* (*„field-initiated gate"*) [2]—[5] [12]. Structura unui dispozitiv utilizînd acest concept (figura 2.20, *a*) este constituită din tiristorul auxiliar T_A ($p_1n_1p_2n_{2A}$) și tiristorul principal T_P ($p_1n_1p_2n_{2P}$). Metalizarea emitorului auxiliar (n_{2A}) este conectată la catod prin intermediul rezistorului R_V de valoare redusă ($\sim 1\ \Omega$). **Ideea de bază a acestei variante constructive** o constituie generarea unei căderi de tensiune pe rezistorul R_V (între punctele **A** și **B** ale catodului n_2) în faza inițială a amorsării în scopul : *a*) măririi vitezei de răspîndire a conducției v_s ; *b*) amplificării interne a curentului extern de comandă în vederea aprinderii „forțate" a tiristorului principal T_P. În configurații practice, rezistorul R_V este integrat în structura dispozitivului (figura 2.20, *b*). Implementarea valorii prestabilite a rezistorului R_V pe o distanță laterală **A—B** redusă se obține prin corodarea chimică a porțiunii emitorului n_2, alocate rezistorului menționat. Prin acest procedeu se îndepărtează zona de suprafață, puternic dopată, a regiunii n_2 (avînd o rezistivitate extrem de redusă) și se micșorează secțiunea transversală a stratului n_2. Zona emitorului n_2, aferentă tiristorului auxiliar T_A (n_{2A}), este situată în stînga punctului **A**, iar tiristorului principal T_P îi revine porțiunea stratului de catod n_2, locată în dreapta punctului **B** (n_{2P}). Conexiunea electrică directă dintre emitorii de catod (n_2) ai celor două tiristoare integrate se realizează prin intermediul rezistorului R_V. Principiul de funcționare al dispozitivului este următorul [2] [5] [12] :

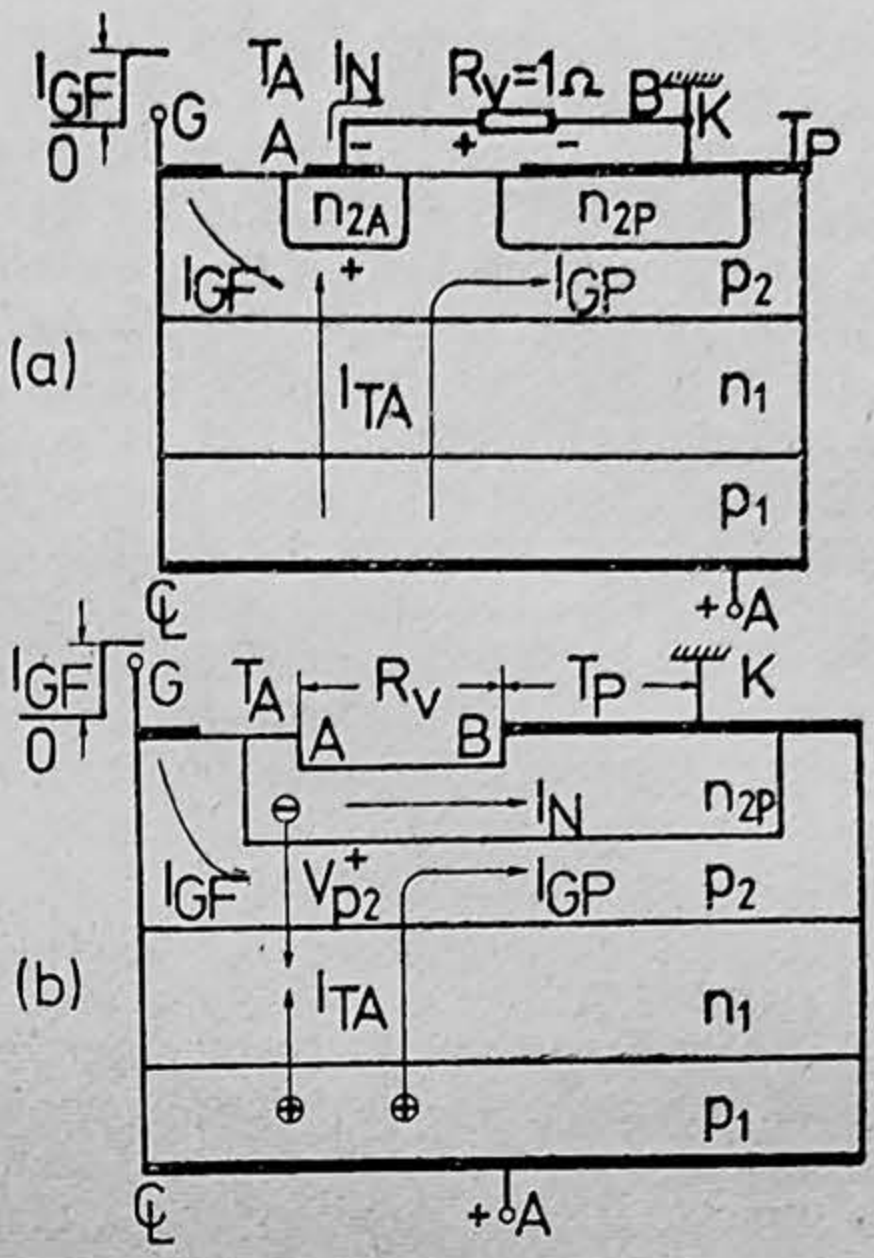


Fig. 2.20. (*a*) Ilustrarea principiului amplificării interne a curentului în tiristoare cu *„amorsarea inițială de cîmpul electric"* ; (*b*) configurație practică, avînd rezistorul R_V integrat în emitorul n_2.

Impulsul pozitiv I_{GF} aplicat pe poartă (G) se propagă în baza p_2 ca un curent lateral, determinînd amorsarea tiristorului auxiliar T_A. Curentul I_{TA} al structurii auxiliare T_A este format din electronii injectați de emitorul n_{2A} și din golurile furnizate de anodul p_1 (figura 2.19, *b*). O parte a curentului I_{TA} se transformă în curentul lateral I_N din stratul n_2. Căderea de tensiune provocată de curentul I_N pe rezistorul R_V determină creșterea potențialului V_{p2} al bazei p_2, situate sub punctul **A**, la valoarea :

$$V_{p2} = I_N R_V + V_{J3(A)} \qquad (2.51)$$

unde : $V_{J3(A)}$ (~ 1 V) este căderea de tensiune pe joncțiunea J_3 (p_2n_2) aparținînd tiristorului T_A. Potențialul pozitiv al bazei p_2 ($+V_{p2}$) împinge o parte din golurile, care compun curentul I_{TA}, în direcția laterală a stratului p_2. Curentul rezultant (I_{GP}) constituie semnalul de amorsare, amplificat intern, pentru tiristorul T_P. Răspîndirea conducției în direcția laterală este facilitată

de trecerea curentului I_N prin stratul n_2. Spre exemplificare, curentul $I_{TA} = 35$ A se împarte tipic în $I_N = 30$ A şi $I_{GP} = 5$ A. În consecinţă, diferenţa de potenţial dintre punctele **A** şi **B**, determinată de căderea de tensiune indusă de curentul $I_N = 30$ A pe rezistorul $R_1 = 1\ \Omega$, este de ~ 30 V. Potenţialul bazei p_2 de sub emitorul n_{2A} este în acest caz de $(+V_{p2}) \simeq 31$ V (faţă de catod). Acest potenţial asigură alimentarea bazei p_2 a tiristorului T_P cu semnalul I_{GP} pînă la amorsarea catodului n_{2P} [12]. Condiţia esenţială de asigurare a amorsării corecte (în punctul **A** înaintea punctului **B**) a tiristorului cu „*poartă iniţiată de cîmp*" constă în realizarea unei rezistenţe R_V relativ reduse, care să permită propagarea nestingherită a curentului I_N de-a lungul stratului de catod n_2 [3]—[5] [12].

O modalitate similară de amplificare internă a curentului de amorsare se obţine în structura care se numeşte „**poartă cu joncţiune**" sau „**poartă de emitor**" („**junction/emitter gate**"). Acest tiristor, amorsat cu semnale negative aplicate pe poartă (figura 2.21), are o funcţionare similară dispozitivului din figura 2.20 [3] [5] [12]. În urma aplicării semnalului ($-I_{GF}$) pe terminalul de poartă, zona emitorului n_2, situată sub electrodul de comandă, este negativată în raport cu catodul. În consecinţă, porţiunea joncţiunii n_2p_2 (J_3), locată sub poartă, este polarizată în direct, determinînd astfel declanşarea procesului de aprindere în punctul **A** a structurii auxiliare. Curentul I_{TA} se subîmparte în fracţiunea I_N, care străbate emitorul n_2 de la punctul **A** la punctul **B**, şi în componenta I_{GP}. Curentul lateral din baza p_2 (I_{GP}), declanşează amorsarea emitorului n_2 în punctul **B**. Se observă că în această soluţie fracţiunea I_{GP} a curentului anodic iniţial (I_{TA}) este utilizată ca semnal de amorsare a emitorului n_2, în timp ce componenta I_N măreşte viteza de răspîndire a conducţiei v_s. Curentul I_{GP} este substanţial amplificat faţă de semnalul extern I_{GF} [5] [12]. Dispozitivul poate fi amorsat şi cu semnale pozitive aplicate pe poartă (I_{GF}), comportîndu-se însă în acest caz ca un tiristor convenţional fără amplificarea internă a semnalului.

Utilizarea diferitelor variante constructive cu amplificarea internă a semnalului de amorsare (vezi figurile 2.18—2.21) nu soluţionează automat problema ameliorării radicale a capabilităţii în di/dt a tiristoarelor de arii (curenţi) mari. Problema de fond rezidă în dimensiunile relativ reduse — în raport cu diametrul catodului — ale ariei amorsate iniţial (A_i), aspect amplificat de valoarea finită a vitezei de răspîndire a conducţiei v_s. Astfel, de exemplu, într-un tiristor de curent mediu $I_{T(AV)} = 300$ A...400 A, avînd o configuraţie circulară cu diametrul de $\varnothing \simeq 32$ mm, aria iniţială în conducţie (A_i) cu extinderea laterală r_i de cîteva sute de microni (obţinută prin metoda supracomenzii interne), este neglijabilă în raport cu diametrul catodului (vezi figura 2.16, *b*). Considerînd că raza contactului de poartă r_0 însumată cu extinderea zonei în conducţie (r_i) totalizează ~ 1 mm şi utilizînd valoarea maximă a vitezei de răspîndire a plasmei $v_s = 0{,}3$ mm/μs, timpul necesar intrării în conducţie a întregului catod rezultă de ~ 50 μs (15 mm: 0,3 mm/μs), care este prohibitiv de lung (l). În cazul tiristoarelor de diametre (curenţi) mai mari, timpul menţionat ar fi şi mai lung.

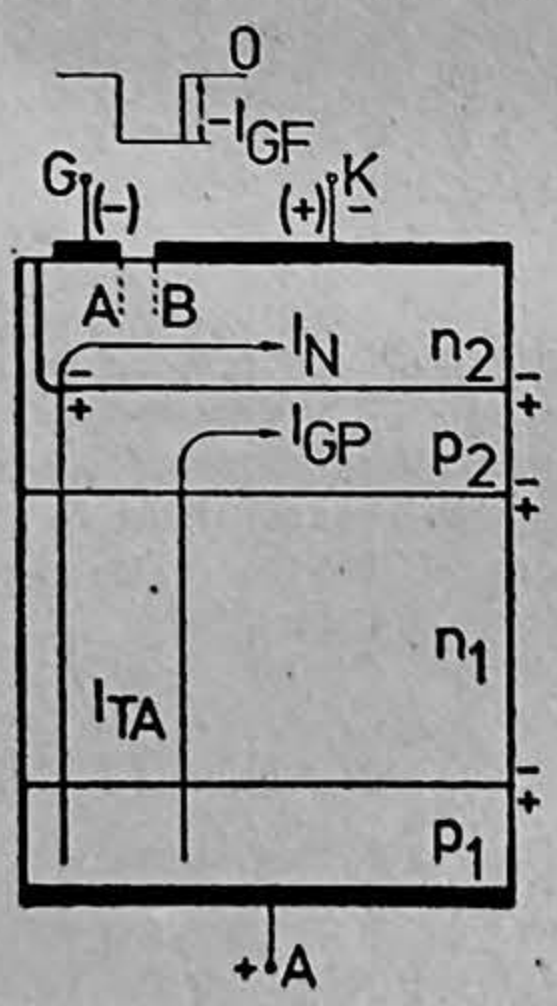


Fig. 2.21. Ilustrarea principiului de funcţionare al tiristorului avînd o *„poartă cu joncţiune"*.

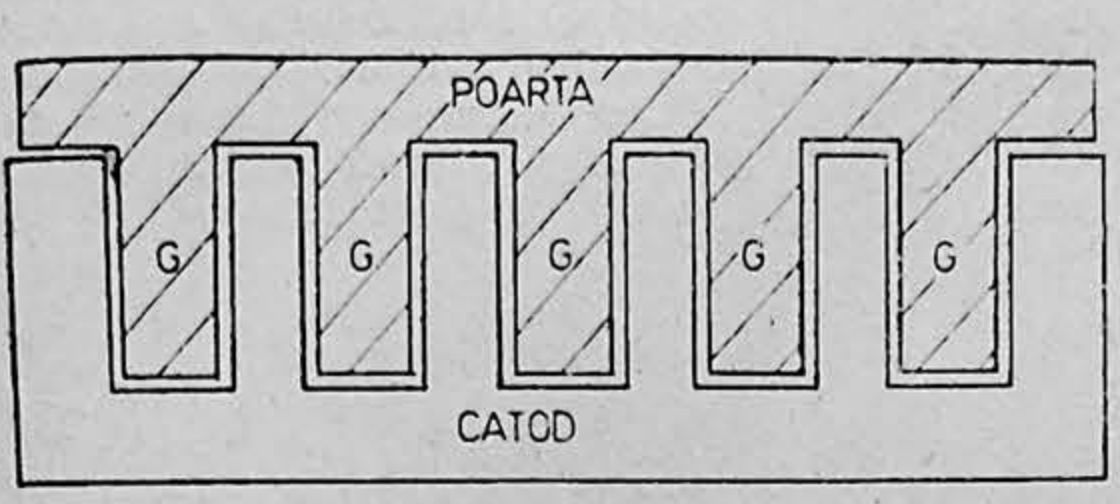


Fig. 2.22. Ilustrarea ideii de interdigitare a zonei poartă (*G*) — catod (*K*).

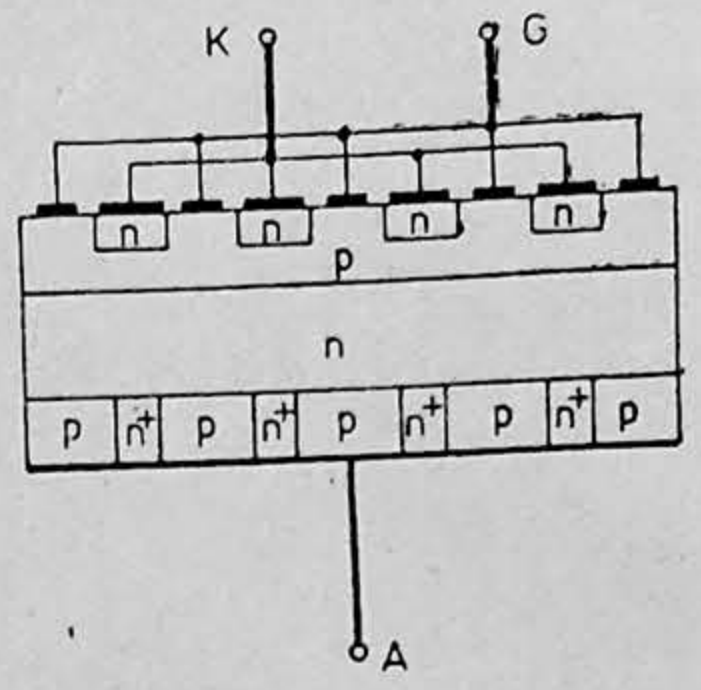


Fig. 2.23. Structura verticală a unui tiristor *GTO* cu interdigitarea zonei poartă-catod și cu șunturi de anod.

Din cele prezentate, rezultă că ameliorarea marcantă a capabilității în d*i*/d*t* a tiristoarelor de arii (curenți) mari reclamă intrarea în conducție aproape simultan și într-un timp extrem de redus a tuturor zonelor de catod. Implementarea acestei cerințe se realizează prin **metoda interdigitării porții și catodului** („*gate-cathode interdigitation*") [2]—[5] [12]. Într-o perspectivă de sus a unei structuri interdigitate (figura 2.22), se remarcă întrepătrunderea porții și a catodului: „degetele" contactului de poartă pătrund în și înconjoară catodul. Secțiunea verticală a structurii *pnpn* (figura 2.23) relevă „*fragmentarea*" porții și a catodului, adică alternarea celor două metalizări. Într-o asemenea structură, distanța maximă la care se află orice punct de pe suprafața catodului față de contactul adiacent al porții este de ordinul (1...3 r_i), unde r_i este extinderea laterală a ariei inițiale în conducție (vezi figura 2.16, *b*). Ca urmare, întreaga suprafață a catodului poate fi amorsată aproape simultan. Spre exemplificare, pentru $r_i = 300$ μm și $v_s = 0{,}1$ mm/μs, punctul catodului cel mai depărtat de contactul porții, aflat la ~ 600 μm, va intra în conducție după aproximativ 3 μs : (600—300) μm/100 μm/μs.

Configurațiile de interdigitare utilizate în prezent (figurile 2.24 și 2.25) asigură capabilități în d*i*/d*t* de 300 A/μs...1 000 A/μs. Configurația în formă

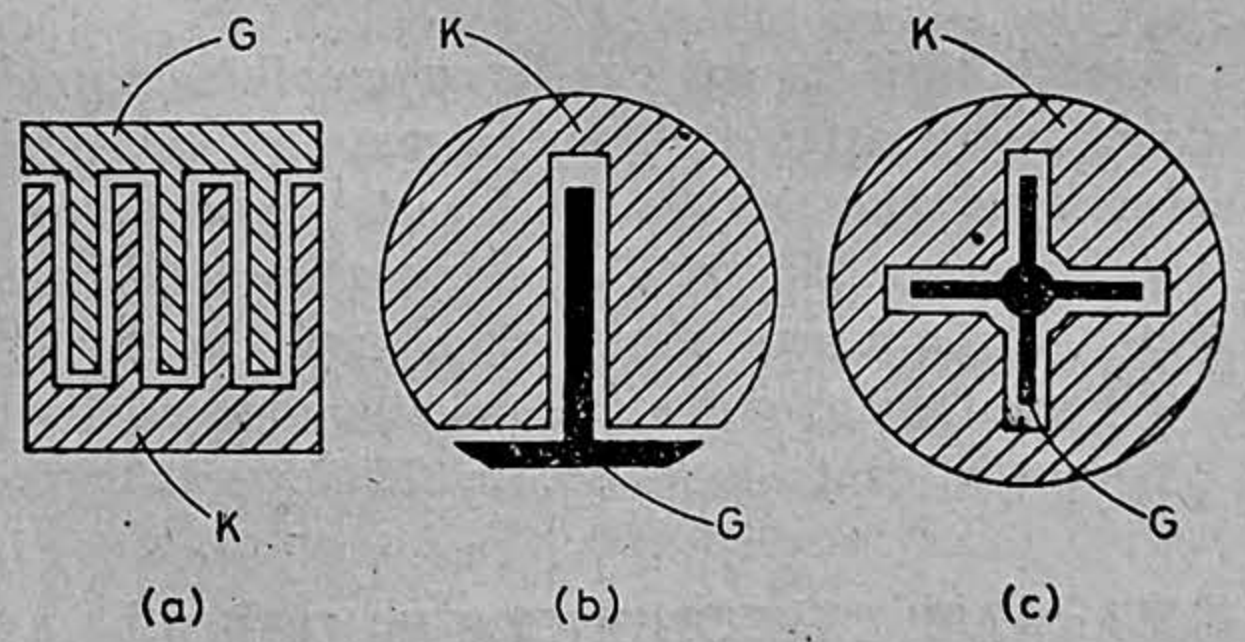
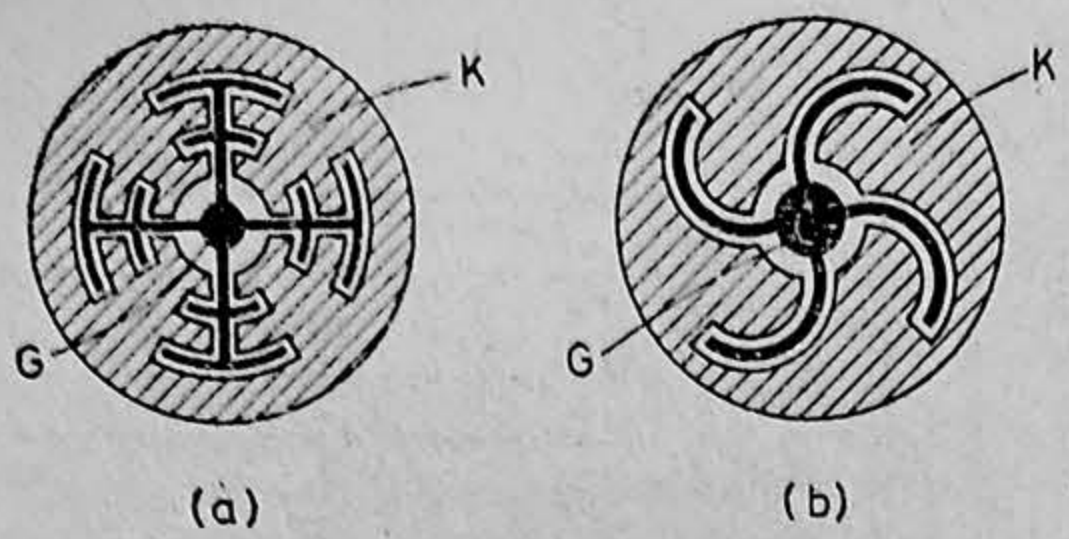


Fig. 2.24. (*a*) Variantă practică de interdigitare (în formă de „*pieptene*") a zonei de poartă (*G*) — catod (*K*) pentru tiristoare cu configurație rectangulară; (*b*) poartă distribuită în formă de *T* și în formă de cruce (*c*) pentru tiristoare cu simetrie radială.



(a) (b)

Fig. 2.25. Variante clasice de interdigitizare a tiristoarelor de putere cu simetrie radială : (*a*) configurația „*fulg de zăpadă*“ („*snow-flake*“) ; (*b*) configurație cu poartă *involută* (evolventă)

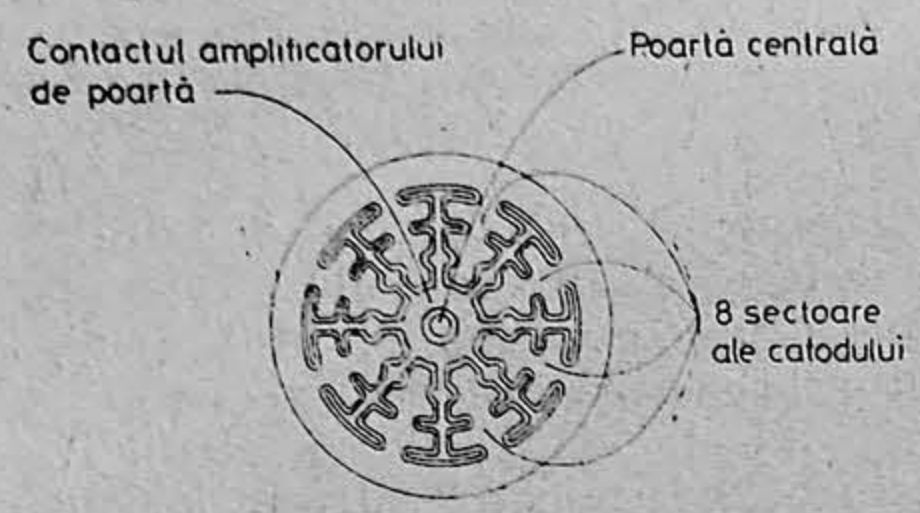


Fig. 2.26. Structură interdigitată cu amplificator de poartă integrat.

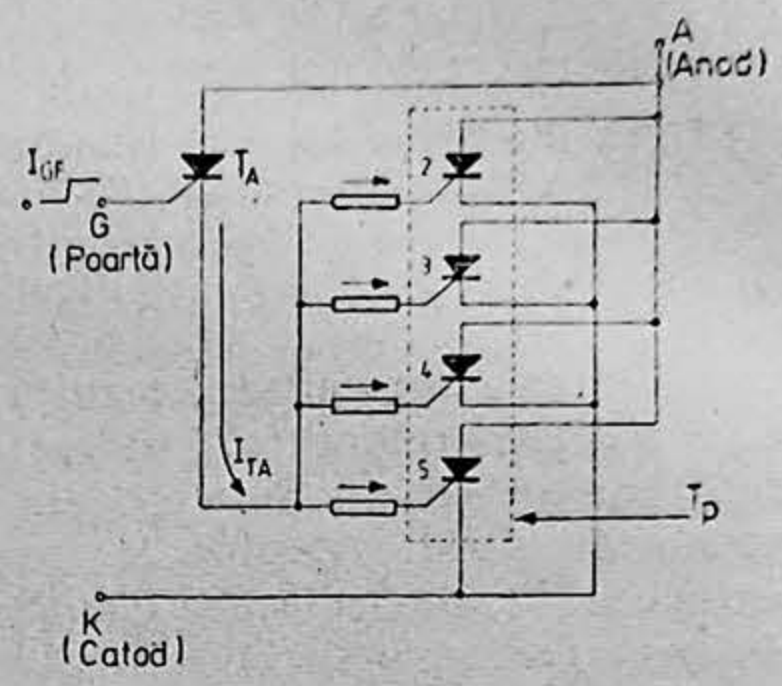


Fig. 2.27. Schema echivalentă simplificată a unui tiristor cu structură interdigitată, utilizînd un amplificator de poartă (tiristor auxiliar) integrat T_A pentru amorsarea simultană a tuturor zonelor de catod ale tiristorului principal T_P.

de „*pieptene*“ (figura 2.24, *a*) este utilizată cu precădere în tiristoare de medie putere, iar variantele din figura 2.25 — în fabricarea tiristoarelor de curenți mari. Geometriile din figura 2.24, *b* și *c* au porți „*distribuite*“ în interiorul structurii catodului [5] [8] [12]. Dezavantajele structurilor interdigitate sînt următoarele : 1) diminuarea ariei utile a catodului ; 2) sporirea perimetrului efectiv al catodului, ceea ce antrenează creșterea curentului minim de amorsare I_{GT}.

Utilizarea interdigitării în conjuncție cu amplificatoare de poartă integrate diminuează substanțial valoarea curentului de comandă I_{GT} (figura 2.26). Din schema echivalentă a unei astfel de structuri (figura 2.27) rezultă că tiristorul auxiliar integrat T_A amorsează practic simultan întregul tiristor principal T_P. Asemenea structuri asigură capabilități în $di/dt \geqslant$ $\geqslant$ 1 000 A/μs, precum și valori ridicate ale cîștigului la amorsare G_{on}. Aceste structuri sînt frecvent utilizate în tiristoare *GTO* (vezi figurile 4.1 și 4.2).

2.7. ANALIZA STARII DE CONDUCȚIE ÎN DIRECT

În starea de conducție în direct („*ON*“) a unui tiristor, toate joncțiunile structurii *pnpn* sînt polarizate în direct (figura 2.28). Curentul prin dispozitiv este limitat doar de valoarea rezistorului extern din circuitul anodic al tiris-

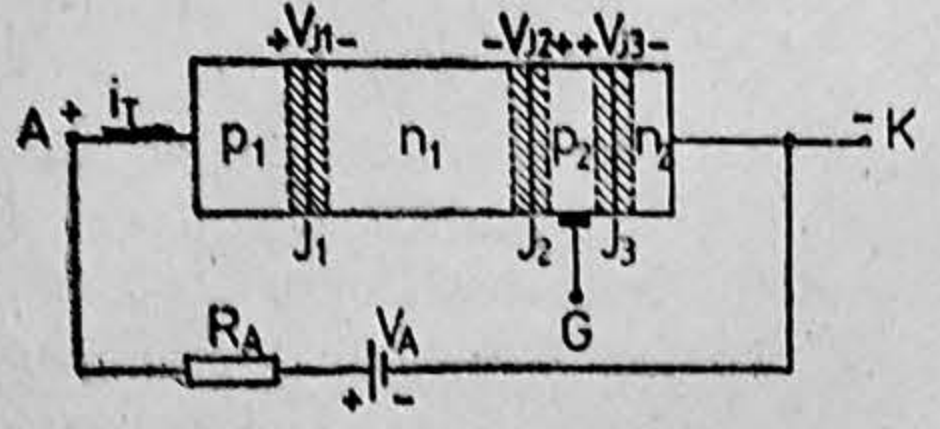


Fig. 2.28. Tiristor în conducție directă cu indicarea polarizării joncțiunilor J_1, J_2 și J_3.

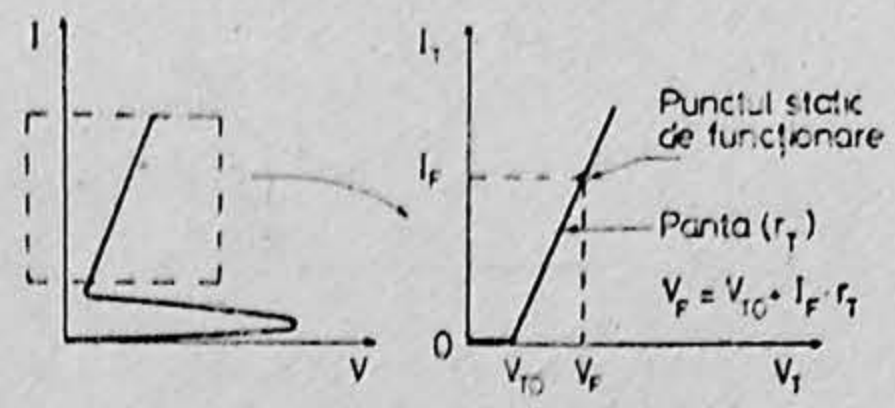


Fig. 2.29. Liniarizarea caracteristicii *curent-tensiune* a tiristoarelor în conducție directă, cu indicarea coordonatei punctului static de funcționare în funcție de tensiunea de prag V_{TO} și rezistența dinamică r_T. (De notat similitudinea dintre caracteristicile $I-V$ ale tiristoarelor și cele ale diodelor redresoare în conducție directă).

torului. Într-o abordare simplificată, căderea de tensiune în direct V_{TM} pe tiristor este practic egală cu suma algebrică a căderilor de tensiune pe cele trei joncțiuni [2]—[5] [7]—[9].

$$V_{TM} = V_{J1} - V_{J2} + V_{J3} \tag{2.52}$$

Într-un model de prim ordin ($V_{J1} = V_{J2} = V_{J3}$), din (2.52) rezultă că tensiunea V_{TM} pe un tiristor în starea „*ON*" este practic egală cu tensiunea pe o diodă redresoare în conducție directă. Caracteristica statică $I-V$ a unui tiristor în conducție directă (figura 2.29) este asemănătoare cu cea a unei diode redresoare în același regim de lucru (vezi figura 1.7). În starea „*ON*", cele două tranzistoare componente ale structurii *pnpn* se află în regim de saturație [1]—[9]. La un curent constant, egal cu cel mult valoarea nominală $I_{T(AV)}$, căderea de tensiune în direct V_{TM} prezintă un coeficient negativ de variație cu temperatura (—2 mV/°C).

Densitatea tipică a curentului anodic la care sînt operate tiristoarele în conducție directă este de $j_{TM} = 100$ A/cm². Valoarea densității curentului anodic maxim controlabil de poartă (j_{TQRM}) în tiristoare *GTO* depășește 200 A/cm² (vezi capitolul 4). În regim de suprasarcină de durată scurtă, tiristoarele pot fi operate la densități de curent între 1 și 10 kA/cm² (vezi §.2.8). În cursul fazei de cădere t_f a procesului de blocare pe poartă a dispozitivelor *GTO*, densitatea locală a curentului anodic în zona finală aflată în conducție directă poate depăși 15 kA/cm² (vezi §.2.9).

Funcționarea tiristoarelor chiar în regim de curent nominal ($j_T = 100$ A/cm²) este caracterizată prin **nivelul înalt de injecție** prevalent în bazele structurii *pnpn*, avînd următoarele trăsături definitorii : 1) concentrația purtătorilor minoritari în stratul semiconductor considerat este comparabilă cu cea a purtătorilor majoritari ($p \simeq n$) ; 2) concentrația purtătorilor mobili de sarcină (electroni și goluri) este cu mult mai mare (de regulă, cu cîteva ordine de mărime) decît concentrația de impurități din stratul respectiv ; 3) componentele de difuzie și de drift ale curentului în direct sînt de același ordin de mărime [2]—[8].

Instalarea regimului de injecție înaltă este evidentă pentru baza n_1, avînd o dopare cu impurități de $N_{D1} \simeq 2 \cdot 10^{14}$ cm^{-3}. Datorită grosimii sale mari (în comparație cu cea a celorlalte straturi), fenomenele din baza n_1 la nivel mare de injecție joacă un rol important în funcționarea tiristoarelor-

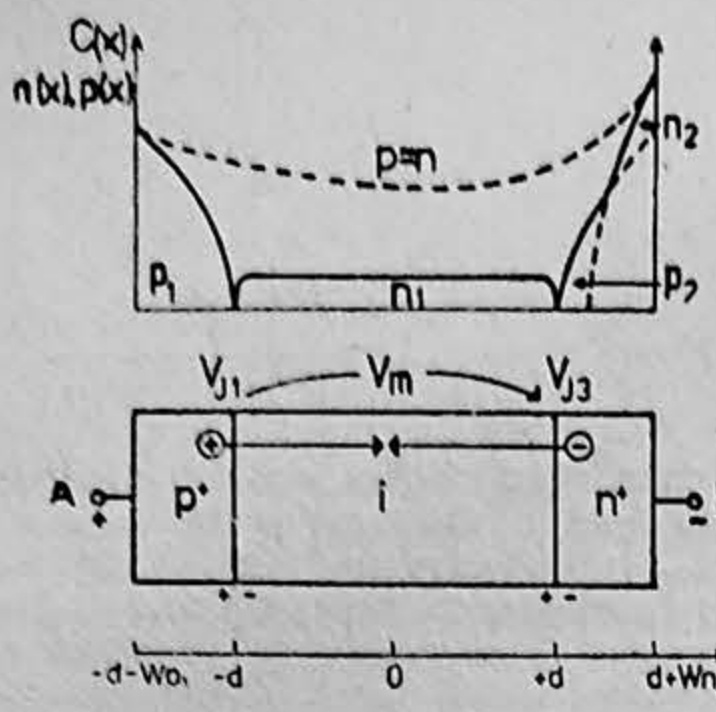


Fig. 2.30. Modelarea printr-o diodă *pin* (*b*) a structurii tiristoarelor aflate în conducție directă (*a*).

Modularea rezistivității stratului n_1 la nivel înalt de injecție are drept rezultat micșorarea căderii de tensiune ohmice în baza n_1, deci a căderii de tensiune totale V_{TM}.

La densități nominale de curent ($j_{TM} = 100$ A/cm^2), concentrația purtătorilor mobili de sarcină (electroni n și goluri p) în baza n_1 este de regulă de $\gtrsim 5 \times 10^{17}$ cm^{-3} [2] [6]. La aceste nivele de concentrații: a) mobilitatea μ scade datorită împrăștierii pe purtători (vezi §1.5.2.1); b) timpul de viață devine controlat de recombinarea *Auger* (vezi §. 1.5.2.5). Scăderea mobilității μ și a timpului de viață τ_e conduce în mod inerent la micșorarea lungimii de difuzie a purtătorilor de sarcină.

Modelul simplificat al tiristorului în conducție directă este cel al unei diode *pin* în același regim de lucru. Regiunea *i* a diodei (figura 2.30) modelează bazele n_1 și p_2 ale tiristorului. Notația de „*i*" (**intrinsec**) provine din faptul că bazele n_1 și p_2 sînt mult mai slab dopate cu impurități decît straturile adiacente de anod (p_1), respectiv de catod (n_2). Astfel, într-o diodă p^+in^+, stratul p^+ modelează stratul de anod p_1, iar stratul n^+ — pe cel al catodului n_2. Grosimea $2d$ a regiunii *i* (zona centrală a structurii) este egală cu suma grosimilor bazelor n_1 și p_2. Întrucît în tiristoare $W_{n1} \gg W_{p2}$, practic se poate considera că $2d \simeq W_{n1}$.

Modelarea tiristorului în starea de conducție printr-o diodă p^+in^+ permite o estimare calitativă de prim ordin a factorilor care concură la determinarea căderii de tensiune în direct V_{TM}, deci a pierderilor în starea „*ON*" [2]—[8]. În cadrul acestui model, curentul i_T prin structură este format din golurile injectate de stratul p^+ în zona de mijloc *i*, respectiv de electronii injectați din stratul n^+ în regiunea *i*. Întrucît concentrațiile de goluri (p) și electroni (n) injectați de joncțiunile p^+i, respectiv n^+i, sînt superioare concentrației de impurități din stratul *i*, zona centrală a dispozitivului (*i*) se află la nivel mare de injecție.

Considerînd într-o primă aproximație eficiența de injecție (γ) a joncțiunilor p^+i și n^+i ca fiind unitară ($\gamma = 1$), curentul în direct prin structură este determinat în exclusivitate doar de recombinările electron-gol din zona *i*. Rata (U) acestor recombinări se exprimă prin (vezi relația 1.50):

$$U = \frac{n(x)}{\tau_e} \simeq \frac{p(x)}{\tau_e} \tag{2.53}$$

unde: τ_e este timpul de viață efectiv al purtătorilor din zona *i* (vezi relația 1.62).

Densitatea J_T a curentului în direct prin structură este dată în acest caz de [2]—[8]:

$$J_T = q \int_{-d}^{+d} U \, dx = \frac{q \cdot \bar{n} \cdot 2d}{\tau_e} \tag{2.54}$$

unde: $\bar{n}$ este concentrația medie a purtătorilor de sarcină în stratul *i*. Aproximația de cvasiconstanță a concentrației de purtători ($n \simeq p \simeq \bar{n} = const.$) implică o diminuare substanțială a ponderii componentei de difuzie în valoarea totală a curentului (procesul de difuzie este

întotdeauna asociat existenței unui gradient al concentrației de purtători). Neglijînd componenta de difuzie, densitatea J_T a curentului în zona centrală (i) a structurii *pnpn* se exprimă numai prin componenta de drift, avînd forma [2]—[8]:

$$J_T = qn(\mu_n + \mu_p)\mathbf{E} = \frac{q}{kT}\frac{(b+1)^2}{2b}\cdot q\cdot D_a\cdot\bar{n}\cdot\mathbf{E} \tag{2.55}$$

unde: **E** este intensitatea medie a cîmpului electric în stratul i, $b = \mu_n/\mu_p$ este raportul mobilităților,

$$D_a = 2(D_n\cdot D_p/D_n + D_p) \tag{2.56}$$

este *coeficientul ambipolar de difuzie*.

Căderea de tensiune V_m pe zona i, determinată de curentul de drift, se exprimă prin:

$$V_m = 2d\mathbf{E} \tag{2.57}$$

Utilizînd în relația (2.57) valoarea cîmpului **E**, rezultat din egalarea relațiilor (2.54) și (2.55), căderea de tensiune pe zona i de lățime $2d$ se obține sub forma [2]—[8]:

$$V_m = \frac{kT}{q}\frac{8b}{(1+b)}\left(\frac{d^2}{D_a\tau_e}\right) = \frac{kT}{q}\frac{2b}{(1+b)}\left(\frac{2d}{L_a}\right)^2 \tag{2.58}$$

unde:

$$L_a = \sqrt{D_a\cdot\tau_e} \tag{2.59}$$

este **lungimea ambipolară de difuzie.**

Se observă că, pentru un raport constant al mobilităților (b = const.), căderea de tensiune V_m crește cu: a) grosimea stratului i ($2d$); b) scăderea timpului efectiv de viață τ_e, deci a lungimii ambipolare de difuzie L_a. Valoarea tensiunii V_m este independentă de densitatea curentului în zona centrală (i), fiind controlată practic doar de parametrul ($2d/L_a$). Dependența valorii normalizate a tensiunii V_m de raportul (d/L_a) este trasată în figura 2.31. conform unui model analitic mai elaborat [5] [6]. Se remarcă creșterea rapidă a căderii de tensiune ohmice V_m pentru valori supraunitare ale raportului (d/L_a). Din punct de vedere fizic, o valoare a lungimii de difuzie L_a inferioară jumătății grosimii stratului i ($d/L_A < 1$) implică o reducere a modulării conductivității zonei centrale a stratului i, ceea ce are ca efect creșterea accentuată a căderii de tensiune V_m. În scopul diminuării căderii de tensiune ohmice V_m, tiristoarele sînt astfel proiectate încît lungimea de difuzie L_a este mai mare decît jumătatea grosimii bazei n_1 ($L_a > d$), ceea ce are însă drept rezultat diminuarea tensiunii de străpungere (vezi §. 2.2). În dispozitive destinate să funcționeze la frecvențe înalte de comutație, inclusiv în tiristoarele *GTO*, se utilizează tehnici de reducere a timpului de viață (vezi § 3.4.3), avînd ca efect inerent micșorarea lungimii de difuzie L_a, deci creșterea căderii de tensiune ohmice V_m pe stratul slab dopat (n_1).

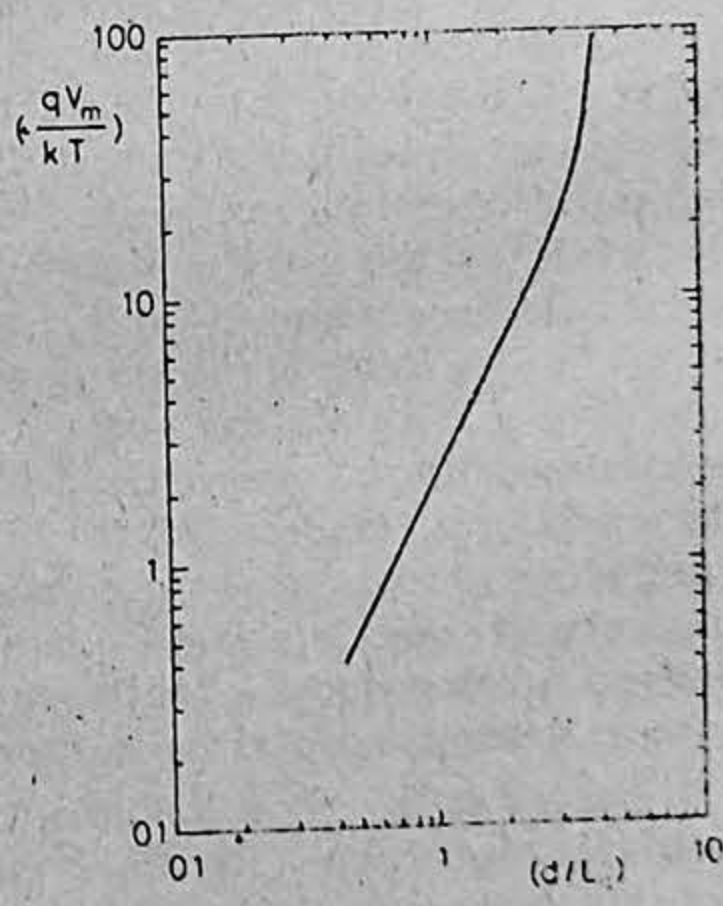


Fig. 2.31. Dependența valorii normalizate a căderii de tensiune ohmice V_m pe zona centrală a diodei *pin* de raportul jumătății regiunii i (d) și lungimii ambipolare de difuzie (L_a).

Căderea de tensiune V_{rM} pe o structură *pnpn* modelată de dioda *pin* (figura 2.30) se exprimă prin [2]—[8]:

$$V_{rM} = V_{J1} + V_{J3} + V_m \tag{2.60}$$

unde: V_{J1} și V_{J3} sînt căderile de tensiune pe joncțiunile J_1 și J_3.

Considerînd zona *i* a diodei *pin* ca avînd grosimea și dopajul bazei n_1 a tiristorului, concentrația purtătorilor minoritari injectați la joncțiunea de anod (J_1) se exprimă prin (figura 2.30):

$$p(-d) \simeq p_{no} \cdot e^{qV_{J1}/kT} \tag{2.61}$$

Prin utilizarea expresiei $p_{no} = n_i^2/N_{D1}$ pentru concentrația purtătorilor minoritari în zona $i(n_1)$ la echilibru termic, din (2.61) rezultă [2]—[8]:

$$V_{J1} = \frac{kT}{q} \ln \frac{p(-d)N_{D1}}{n_i^2} \tag{2.62}$$

În mod similar, la joncțiunea J_3 se obține (figura 2.30):

$$n(+d) = n_{no}\, e^{qV_{J3}/kT} \tag{2.63}$$

de unde:

$$V_{J3} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{(n(+d)}{N_D} \right) \tag{2.64}$$

Ținînd seama de faptul că $n(-d) \simeq p(-d)$ și $p(+d) \simeq n(+d)$, din combinarea relațiilor (2.62) și (2.64) se obține:

$$V_{J1} + V_{J3} = \frac{kT}{q} \ln \frac{n(+d) \cdot n(-d)}{n_i^2} \tag{2.65}$$

Relația (2.65) indică o creștere a căderii de tensiune pe joncțiunile J_1 și J_3 (figura 2.30), odată cu creșterea concentrației purtătorilor injectați din emitorii de anod (p_1) și de catod (n_2) în zona *i*. Se remarcă faptul că $n\ (+d)$ și $n\ (-d)$ au valori cu atît mai mari, cu cît straturile de anod și catod sînt mai puternic dopate cu impurități. Ponderea termenului (2.65) în ecuația (2.60) crește direct proporțional cu rata recombinărilor în zonele laterale, puternic dopate (p^+ și n^+) ale structurii p^+in^+ (figura 2.30). Recombinările puternice, în principal procesele *Auger*, din straturile de anod (p_1) și catod (n_1) la nivele mari de injecție: reclamă inerent creșterea tensiunilor pe joncțiunile J_1 (V_{J1}) și J_3 (V_{J3}) în scopul menținerii unei concentrații adecvate de purtători în baza groasă n_1 (zona *i*), necesară procesului de conducție în direct; reduc eficiența de injecție a emitorilor de anod (p_1) și de catod (n_2), ceea ce micșorează fracțiunea curentului disponibil pentru modularea conductivității bazei n_1 (zonei *i*), antrenînd inerent creșterea căderii de tensiune V_m. La densități de curent de pînă la ~ 100 A/cm², contribuția recombinărilor din straturile de emitor (p_1 și n_2), pe de o parte, și a celor din zona *i* (bazele n_1 și p_2), pe de altă parte, la conducția curentului prin structură este aproape identică. La nivele de $\sim 1\,000$ A/cm², recombinările din straturile p_1 și n_2 contribuie într-o proporție de aproximativ 90% la conducția curentului în direct [5] [6]. Recombinările intense din emitorii de anod (p_1) și catod (n_2) împiedică alimentarea cu purtători a celor două baze (zona *i*), determinînd astfel creșterea căderii de tensiune V_m (vezi figura 2.34). **Procesele disipative recombinaționale și ohmice, accentuate de densitățile mari de curent, provoacă inerent încălzirea dispozitivelor.**

În absența recombinărilor în straturile de anod (p_1) și catod (n_2), densitatea curentului J_T la nivel mare de injecție în structura *pin* (figura 2.30) se exprimă prin relația [2] [5] [6]:

$$J_T = \frac{2q \cdot D_a \cdot n_i}{d} \cdot F(d/L_a) \cdot e^{\frac{qV_{rM}}{2kT}} \tag{2.66}$$

unde funcția $F(d/L_a)$ este trasată în figura 2.32. Căderea de tensiune V_{rM}

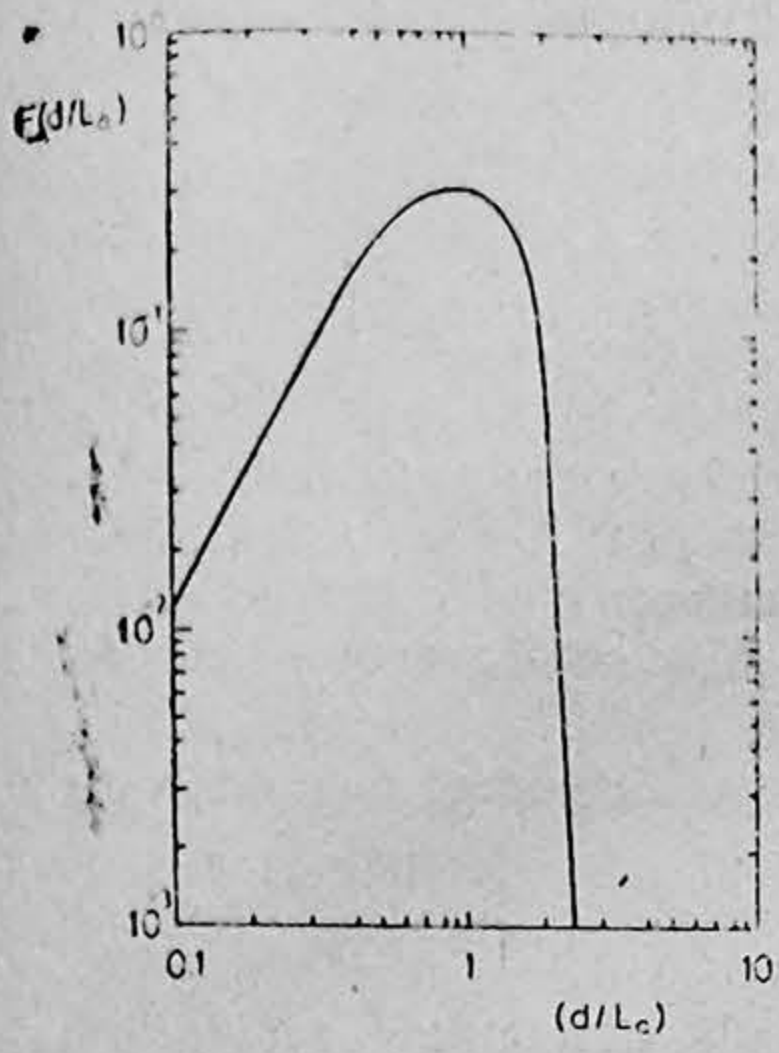


Fig. 2.32. Graficul funcției $F(d/L_a)$ pentru o diodă *pin*.

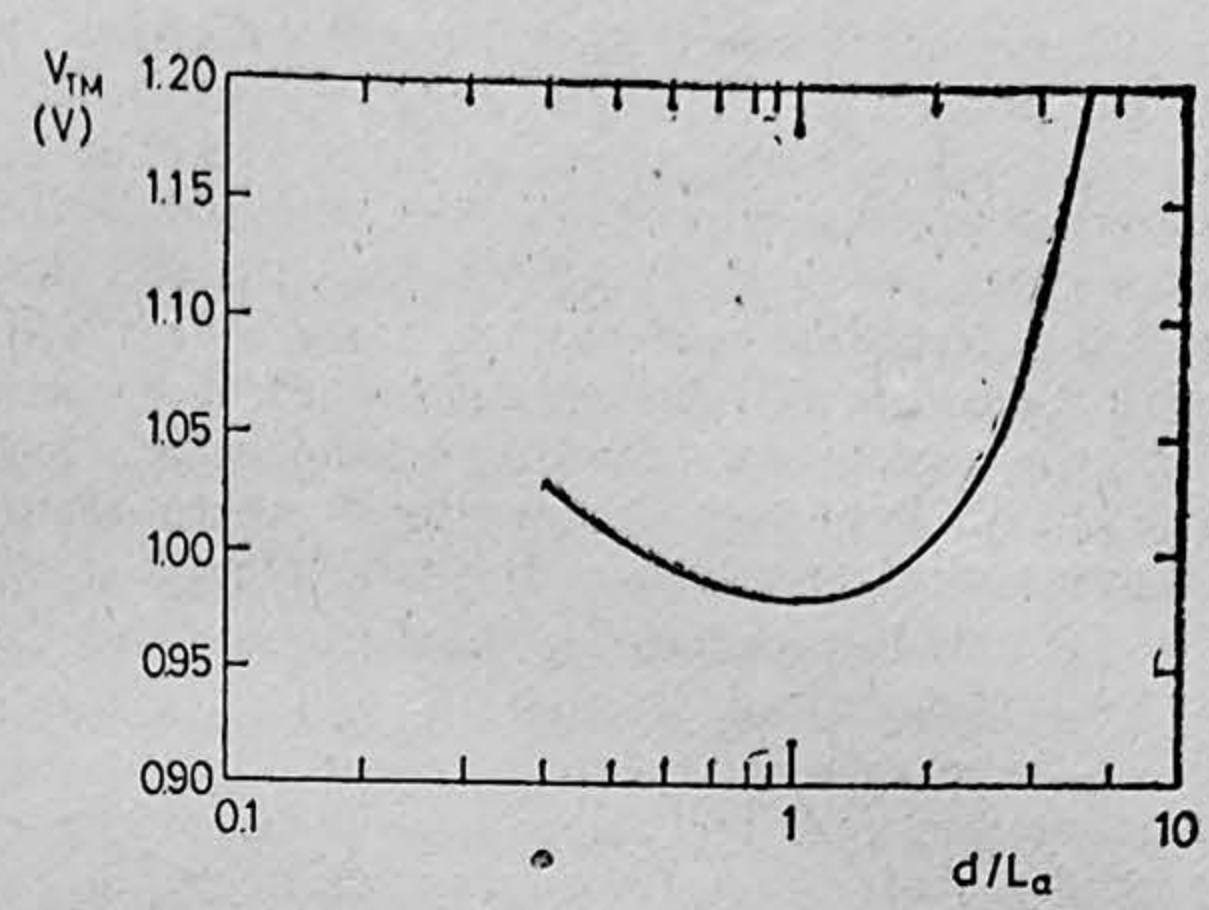


Fig. 2.33. Căderea de tensiune V_{TM} pe o diodă *pin* ca funcție a raportului (d/L_a), determinată cu ajutorul graficului din figura 2.32, pentru o densitate de curent $J_T = 280$ A/cm² (vezi relația 2.66).

pe o diodă *pin* la o densitate de curent $J_T = 280$ A/cm² este prezentată în figura 2.33 ca funcție a raportului (d/L_a). Se remarcă următoarele particularități : *a*) funcția $F(d/L_a)$ are un maximum, iar căderea de tensiune în direct prezintă un minim pentru $(d/L_a) \simeq 1$; *b*) la o grosime prestabilită a bazei n_1 ($\simeq 2d$), dictată de tensiunile de blocare (§ 2.2 și § 2.3), minimizarea căderii de tensiune V_{TM} se obține prin creșterea lungimii de difuzie L_a, adică prin diminuarea căderii de tensiune ohmice V_M pe zona *i* ; *c*) la valori supraunitare ale raportului (d/L_a), creșterea tensiunii V_{TM} este datorată în principal creșterii căderii de tensiune ohmice V_m (figura 2.31). Recombinările *Auger*, inclusiv cele din emitorii puternic dopați, precum și împrăștierea pe purtători, modifică doar parțial tabloul fenomenologic descris (vezi figura 2.34).

Din cele prezentate rezultă următoarele **concluzii** :

1) La densități uzuale de curent (~ 100 A/cm²), tensiunea în direct pe tiristoare V_{TM} este formată din căderea de tensiune de tip ohmic în baza n_1, slab dopată, și cele pe joncțiunile de emitor J_1 și J_3.

2) La o valoare supraunitară a raportului (d/L_a), căderea de tensiune V_{TM} crește considerabil. Componenta principală a tensiunii V_{TM} este în acest caz căderea de tensiune ohmică V_m pe stratul slab dopat. Atunci cînd $(d > L_a)$, tiristorul se comportă ca o diodă „*lungă*“ [2].

3) La o valoare subunitară a raportului (d/L_a), ponderea principală în valoarea căderii de tensiune în direct V_{TM} este deținută de tensiunea pe joncțiunile J_1 și J_3. Atunci cînd $(d < L_a)$, tiristorul se comportă ca o diodă „*scurtă*“ [2].

4) Căderea de tensiune pe dispozitivele *pnpn* în conducție directă crește odată cu creșterea densității curentului. Această creștere este extrem de accentuată la densități de curent tipice regimului de suprasarcină (> 500 A/cm²). În consecință, puterea disipată pe dispozitive ($V_{TM} I_{TM}$) crește odată cu densitatea curentului prin structură, antrenînd încălzirea tiristoarelor. Efectele datorate creșterii temperaturii T_{vj} limitează capabilitatea în putere și în frecvență a dispozitivelor.

2.8. ANALIZA REGIMULUI DE SUPRASARCINA

Regimul de suprasarcină (suprasolicitare în putere) al tiristoarelor este un caz particular al stării de conducție în direct (vezi § 2.7), caracterizat prin densități ale curentului anodic mult superioare valorii de 100 A/cm². În regimuri de suprasarcină densitatea curentului prin dispozitive are valori tipice între 500...1 000 A/cm², iar în unele cazuri de peste 10 kA/cm². *Creșterea* **căderii de tensiu**ne pe dispozitive, *asociată densității ridicate a curentului de supra*sarcină, **conduce** *la o disipare substanțială de putere (produsul* $I \cdot V$*) care, la rîndu-i, induce o creștere considerabilă a temperaturii instantanee a plachetei de siliciu* $T_{vj(max)}(t)$. **Depășirea temperaturii maxim-admisibile critice determină distrugerea electrotermică a dispozitivelor.**

Utilizînd ca criteriu de diferențiere durata de manifestare, regimurile de suprasarcină se pot împărți în:

— **suprasarcini scurte,** a căror durate sînt cu cel puțin un ordin de mărime mai mici decît constanta de timp termică a plachetei de siliciu (*milisecunde*). Natura acestor suprasarcini este, de regulă, accidentală, iar durata lor de manifestare se limitează la cel mult zeci de μs. În cazul suprasarcinilor de durată redusă, valoarea scăzută a impedanței termice Z_{th} prezentată uzual de tiristoare (vezi figura 1.60) este suficientă pentru a acomoda puterea disipată, fără a periclita integritatea dispozitivelor;

— **suprasarcini lungi,** avînd durate comparabile cu constanta de timp termică a plachetei de siliciu (ms). Regimul de suprasarcină corespunde în acest caz unui mod concret de lucru al tiristoarelor în calitate de comutatoare „*ON/OFF*“ (de ex., în modulatoare): în cursul unui ciclu de funcționare, dispozitivele se află alternativ în starea de conducție directă și în cea de blocare directă. Astfel, un tiristor operat la frecvența rețelei ($f = 50$ Hz) conduce, de regulă, un timp de ~ 10 ms, aflîndu-se în starea de blocare directă în cealaltă jumătate a ciclului.

Regimul electrotermic al tiristoarelor în acest mod de lucru (inclusiv temperatura instantanee maximă a joncțiunii $T_{vj\,max}$, deci fiabilitatea dispozitivelor), este determinat atît de amplitudinea impulsurilor de suprasarcină, cît și de factorul lor de umplere (vezi figura 1.63). Este evident faptul că, la valori constante ale amplitudinii și perioadei (T) curentului de suprasarcină, un factor de umplere (t_i/T) mai redus (vezi figura 1.63) semnifică un timp de conducție („*ON*“) mai scurt și un timp de „*repaus*“ („*OFF*“) mai lung. Ca urmare, în cazul unor impulsuri de suprasarcină cu factor de umplere scăzut, echilibrul termic se stabilește la o valoare relativ redusă a temperaturii medii a joncțiunii. Diminuarea substanțială a factorului de umplere al impulsurilor de curent — la frecvența $f = 50...400$ Hz — transformă regimul de lucru în cel de suprasarcină de durată scăzută.

Depășirea în regim de suprasarcină a nivelului maxim de putere, specificat de fabricant, conduce la distrugerea dispozitivelor. *Capabilitatea în suprasarcină de curent a tiristoarelor este caracterizată prin următorii parametrii* [3]—[5]:

— **Valoarea maximă a amplitudinii curentului de suprasarcină** I_{TSM} avînd forma unui impuls sinusoidal cu durata de 10 ms care poate parcurge dispozitivul fără a-l deteriora ireversibil.

— **Integrala de curent** $\int I^2dt$, care oferă o indicație cu privire la puterea (energia) disipată pe tiristor. Parametrul ($\int I^2 dt$), care este corelat cu I_{TSM}, permite alegerea siguranței de protecție a dispozitivelor.

— **Amplitudinea impulsurilor semisinusoidale ale curentului de suprasarcină** ($I_{T(OV)M}$) cu frecvența $f = 50$ Hz, care poate fi suportată de un tiristor pentru o anumită durată de timp fără a-i afecta performanțele electrice. Acest parametru indică capabilitatea tiristorului în suprasarcină repetitivă de o durată specificată.

— **Valoarea de vîrf instantanee a unui curent repetitiv** (I_{TRM}) care parcurge tiristorul periodic în starea de conducție directă fără a depăși valoarea *curentului eficace maxim-admisibil* al dispozitivului.

Fenomenul esențial la densități ridicate ale curentului de suprasarcină ($10^3 \ldots 10^4$ A/cm^2) îl constituie creșterea căderii de tensiune în direct V_{TM} pe tiristoare. Acest aspect este evidențiat de caracteristica densitate de curent (j_T) — tensiune (V_{TM}) a unui tiristor (figura 2.34) modelat de o diodă *pin* avînd grosimea stratului slab dopat de $2d = 600$ μm (vezi figura 2.30). Caracteristicile de regim izoterm ($T_{vj} = constant$) și cvasi-staționar reliefează impactul concentrației înalte de purtători asupra căderii de tensiune V_{TM} la densități constante ale curentului de suprasarcină. Față de modelul analitic simplificat (vezi § 2.7), înglobarea succesivă în calcul a recombinării în emitori, a împrăștierii pe purtători și proceselor *Auger* relevă o creștere accentuată a căderii de tensiune V_{TM} la valori constante ale densității de curent. Rezultatele experimentale sînt apropiate de cele predictate teoretic de modelul care înglobează toate efectele menționate [5]—[8]. În consecință, neglijarea oricăreia

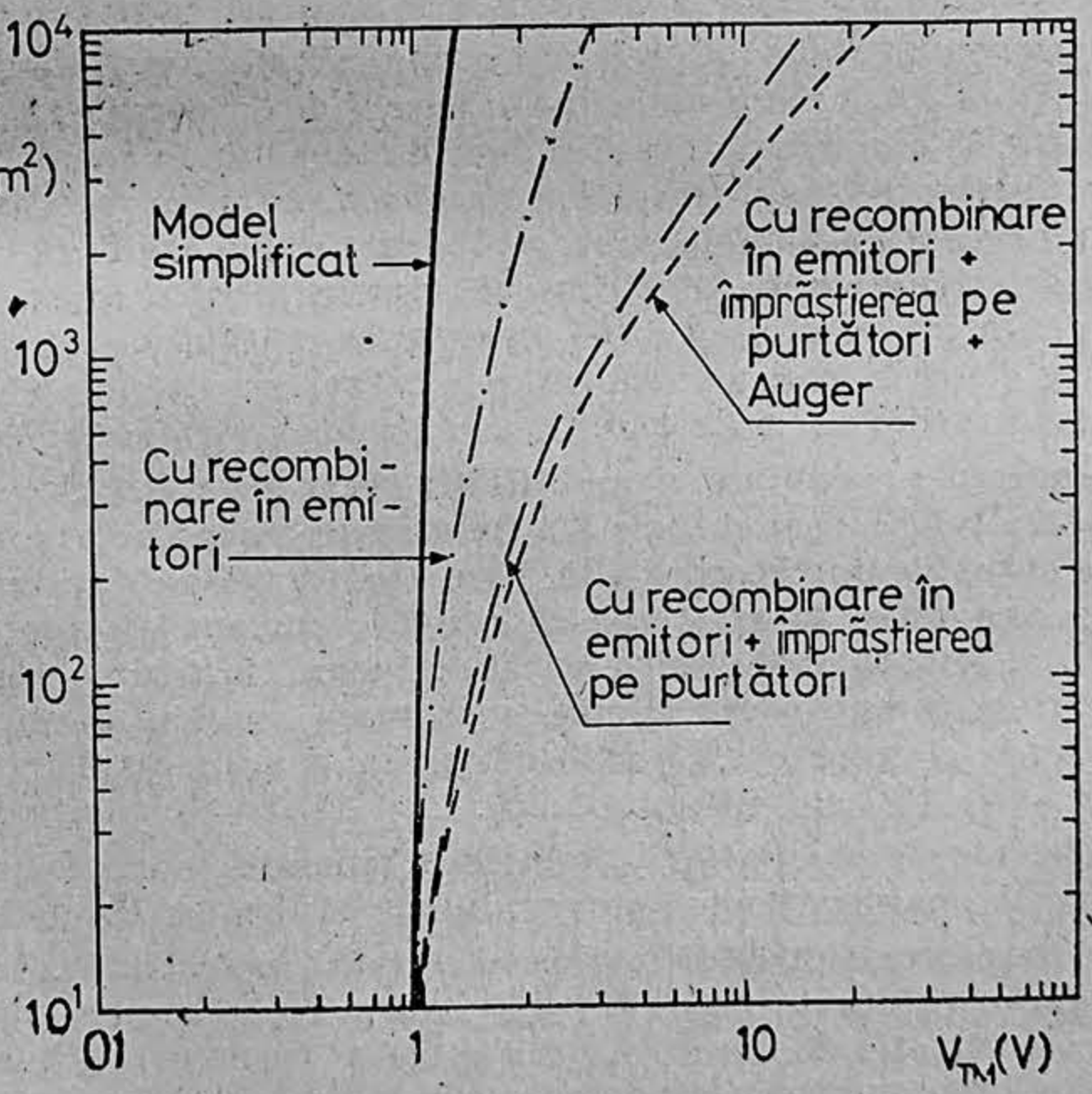


Fig. 2.34. Ilustrarea impactului factorilor caracteristici *nivelului înalt de injecție* (recombinarea în zonele de emitor p^+ și n^+, recombinarea *Auger*, dispersia pe purtători) asupra caracteristicii curent-tensiune a unui tiristor (diodă *pin*) la densități mari de curent în condiții izoterme.

din factorii fizici menționați conduce la subestimarea valorii reale a căderii de tensiune V_{TM}. Modelul simplificat, discutat în § 2.7, nu poate fi utilizat în evaluarea corectă a căderii de tensiune V_{TM} la densități de curent depășind 100 A/cm² [2]—[6].

Dependențele din figura 2.34 permit o evaluare calitativă a ponderii factorilor asociați nivelului ridicat de injecție. Se remarcă faptul că la densități $j_T \geqslant 10^3$ A/cm² ponderea principală în creșterea tensiunii V_{TM} o are împrăștierea pe purtători. Scăderea marcantă a mobilității electronilor și golurilor odată cu creșterea nivelului lor de injecție (vezi figura 1.37) produce diminuarea lungimii de difuzie L_a, deci implicit creșterea raportului d/L_a. Consecința directă a acestui fenomen o constituie creșterea căderii de tensiune ohmice V_m în baza slab dopată (vezi relația 2.58), deci implicit a tensiunii V_{TM}. Efectul recombinării *Auger* în zona slab dopată devine semnificativă numai la densități de curent peste 10^3 A/cm². Recombinarea în emitori micșorează eficiența de injecție, mărind implicit tensiunile pe joncțiunile J_1 și J_3 (figura 2.30).

Impactul îngustării benzii interzise a siliciului puternic dopat cu impurități (vezi § 1.5.2.4) asupra căderii de tensiune V_{TM} este implicit în figura 2.34. Îngustarea benzii interzise a siliciului constitutiv al straturilor de anod p_1 și de catod n_2 are următoarele efecte : 1) facilitează *tranzițiile bandă-bandă*, deci și procesele *Auger* (vezi § 1.5.2.5) ; 2) determină creșterea concentrației intrinseci n_i și, implicit, a celei a purtătorilor minoritari din straturile menționate (vezi § 1.5.2.4), ceea ce, la rîndu-i, intensifică recombinările *Auger* ; 3) diminuează eficiența de injecție a emitorilor p_1 și n_2, întrucît facilitează injecția purtătorilor din bazele adiacente în emitorii menționați.

În aproximația statică și izotermă a analizei efectuate, pierderile (disipările de putere) pe un tiristor suprasolicitat în curent direct (produsul curent-tensiune) au două surse: 1) **ohmică,** datorată căderii de tensiune în zonele cu concentrații reduse de purtători (zona centrală a bazei n_1), avînd o rezistivitate efectivă mărită ; 2) **recombinațională,** datorată degajării de căldură, care însoțește procesele de recombinare electron-gol. *Aceste pierderi determină încălzirea structurii de siliciu, imprimînd astfel un caracter profund neizoterm procesului de conducție în direct în regim de suprasarcină.* Creșterea temperaturii structurii, asociată densităților mari de curent, are următoarele efecte [2]—[9] :

a) **Scăderea pronunțată a mobilității** (vezi § 1.5.2.1.), ceea ce conduce la diminuarea lungimii de difuzie L_a. Ca urmare a acestui fenomen, se micșorează concentrația purtătorilor din baze (figura 2.35). Creșterea raportului (d/L_a) conduce astfel la creșterea căderii de tensiune ohmice V_m în bazele dispozitivului (figura 2.31), ceea ce accentuează încălzirea structurii *pnpn*. La densități de curent $> 10^3$ A/cm², micșorarea lungimii de difuzie L_a determină scăderea concentrației purtătorilor din zona centrală a bazei n_1 sub pragul de $\sim 5 \times 10^{17}$ cm^{-3} (figura 2.35).

b) **Scăderea conductivității termice a siliciului** (vezi figura 1.38), ceea ce favorizează manifestarea fenomenului de ambalare termică.

c) **Creșterea concentrației intrinseci** n_i (vezi figura 1.38). La valori apropiate de temperatura intrinsecă (vezi figura 1.41), concentrația n_i devine egală cu concentrația de impurități din substrat (baza n_1). Alimentarea neuniformă a bazelor cu purtători generați termic favorizează declanșarea procesului de conducție neuniformă a curentului prin structură. La temperaturi mai înalte (400°C...500°C), concentrația n_i egalează concentrația minimă de purtători din bazele dispozitivului ($\sim 10^{16}$ cm^{-3}, vezi figura 2.35). Alimentarea neuniformă a suprafeței plachetei cu purtători generați termic creează căi

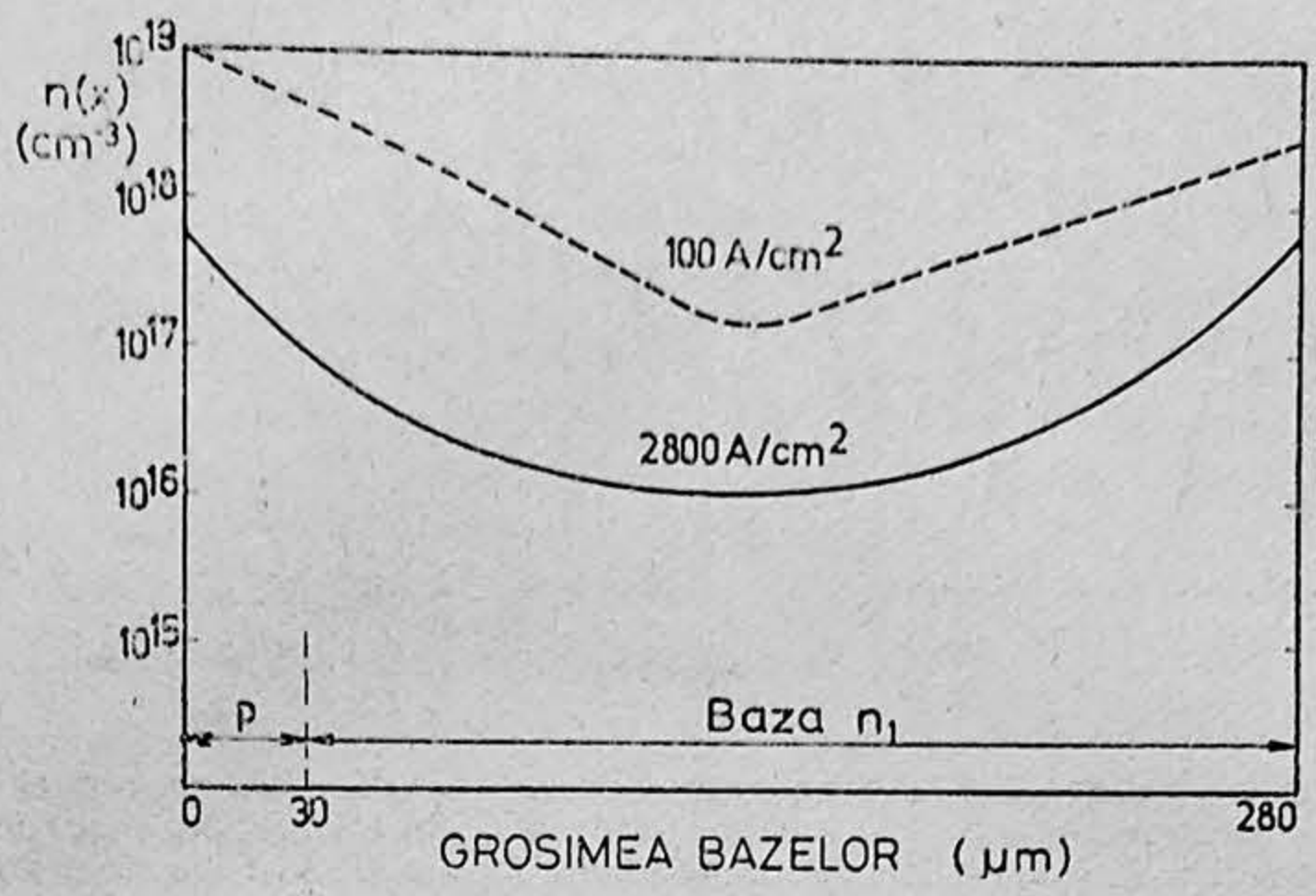


Fig. 2.35. Ilustrarea distribuției purtătorilor de sarcină $n(x)$ în bazele unui tiristor la două valori ale densității curentului în direct (j_T).

preferențiale de conducție a curentului anodic în acele zone, care au rezistivități locale scăzute. Aglomerarea curentului anodic în cîteva puncte, devenite „*fierbinți*" ca urmare a disipărilor locale de putere, favorizează supraîncălzirea zonală a structurii *pnpn*. **Creșterea localizată — într-o buclă de reacție pozitivă — a densității curentului J_T și a temperaturii T are ca rezultat distrugerea electrotermică a dispozitivului.**

Creșterea de temperatură în structura unui tiristor de putere (figura 2.36), supus unui impuls sinusoidal de curent de suprasarcină cu amplitudinea I_m și durata de 10 milisecunde, este ilustrată în figura 2.37. Dispozitivul a fost supus experimental unui impuls destructiv de curent cu amplitudinea I_m = = 1 400 A, care a determinat creșterea temperaturii maxime la $T_{vj} = T_m$ = = 465°C, denumită „*temperatură de filamentare*" [13] [14]. Datorită grosimii sale reduse (figura 2.36), stratul de aluminiu a fost omis în figura 2.37. Se remarcă următoarele particularități: 1) datorită capacității calorice a siliciului, valoarea maximă a temperaturii T_m se obține în momentul $t = 6{,}5$ ms, adică decalat cu 1,5 ms față de momentul atingerii valorii maxime a puterii disipate P_D ($t = 5$ ms); 2) ca urmare a inițierii difuziei de căldură din siliciu în molibden, temperatura maximă (T_m) a „joncțiunii" la sfîrșitul impulsului ($t = 10$ ms) este inferioară celei la momen-

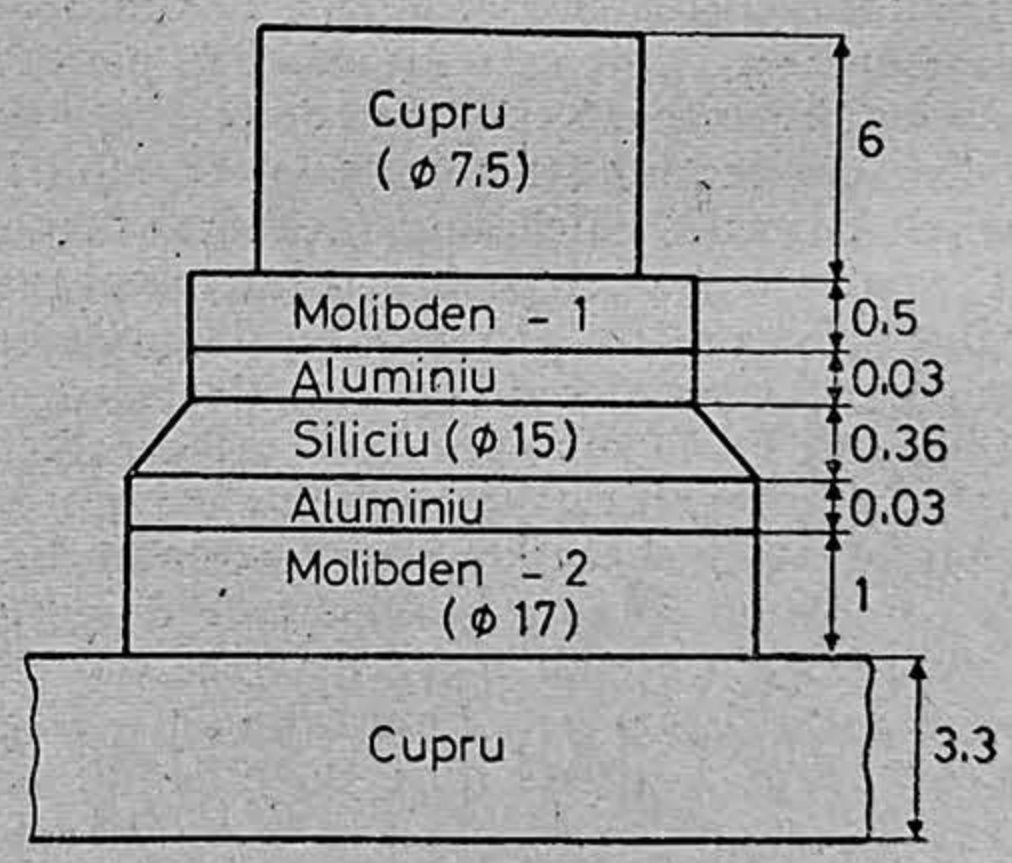


Fig. 2.36. Structura internă tipică a unui tiristor de 63 A/1 500 V. (Distanțele sînt indicate în mm).

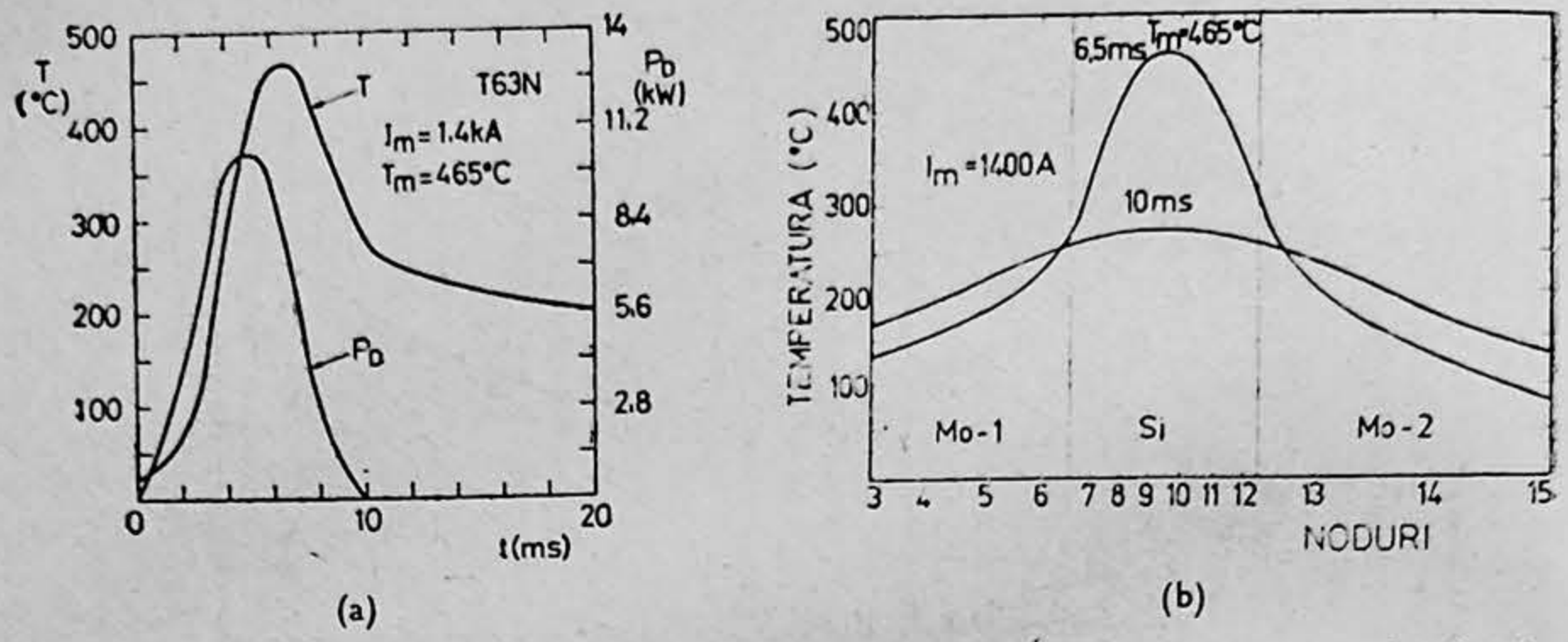


Fig. 2.37. Puterea disipată P_D și temperatura maximă în siliciu (*a*), precum și distribuția instantanee a temperaturii (*b*) în structura tiristorului din figura 2.36, supus unei suprasarcini distructive semisinusoidale cu amplitudinea $I_m = 1{,}4$ kA și durata de 10 ms. (Pe abscisă în (*b*) sînt indicate nodurile rețelei utilizate în calculul numeric al distribuției de temperatură în siliciu și molibden). De notat că temperatura maximă ($T_m \simeq 465°C$) la care se distruge dispozitivul este atinsă la $t = 6{,}5$ ms, adică cu o întîrziere de 1,5 ms față de momentul atingerii vîrfului de curent. Întîrzierea este datorată constantei termice τ_{th} a siliciului.

tul $t = 6{,}5$ ms. Dispozitivul distrugîndu-se în cursul încercărilor, valoarea maximă calculată a temperaturii în siliciu (T_m) în intervalul $t = 10 \ldots 20$ ms este prezentată doar în scop ilustrativ [13] [14].

Fenomenologia distrugerii electrotermice a tiristoarelor, supuse regimului de suprasarcină în curent, se rezumă astfel [13], [14] :

Încălzirea structurii *pnpn* are loc datorită creșterii pierderilor (produsul $V_F \cdot I_F$) la densități ridicate ale curentului în direct. Puterea disipată pe dispozitiv, formată din pierderile *ohmice* (în principal cele din baza n_1) și cele *recombinaționale* (din straturile de anod p_1 și de catod n_2) determină creșterea treptată a temperaturii siliciului. Încălzirea structurii *pnpn* la densități ale curentului de peste 10^3 A/cm^2 induce următoarele efecte : 1) scăderea concentrației purtătorilor în zona centrală a bazelor sub $\sim 10^{17}$ cm^{-3}, ceea ce amplifică rolul disipărilor ohmice ; 2) diminuarea mobilităților μ, deci a lungimii de difuzie L, fapt care favorizează pierderile recombinaționale. Acest lanț de efecte alimentează creșterea de temperatură a structurii *pnpn*, în timp ce scăderea conductivității termice a siliciului K_{Si} cu temperatura favorizează procesele descrise, adică auto-încălzirea dispozitivului. La valori ale temperaturii T_{ij} peste cea a temperaturii intrinseci (vezi figura 1.41), distribuția purtătorilor de sarcină în placheta de siliciu devine profund neuniformă ca urmare a generărilor termice de perechi electron-gol. Această anizotropie se traduce în faptul că unele zone ale structurii de siliciu „achiziționează“ treptat un exces relativ de purtători, avînd deci o rezistivitate mai redusă în comparație cu regiunile adiacente ale semiconductorului. Ca urmare, o fracțiune crescîndă a curentului de suprasarcină este deviată treptat în aceste *zone de conducție preferențială*, avînd o rezistivitate locală relativ scăzută. Creșterea implicită a densității locale a curentului în aceste zone determină : *a*) micșorarea în continuare a rezistivității zonelor implicate ; *b*) creșterea locală a temperaturii, peste valoarea medie a temperaturii plachetei de siliciu. La temperaturi depășind cu puțin valoarea intrinsecă T_i, fenomenele descrise se cuplează în reacție electrotermică pozitivă (figura 2.38) : localizarea conducției (*„filamentarea“ curentului*) în cîteva zone ale plachetei de siliciu determină creșterea

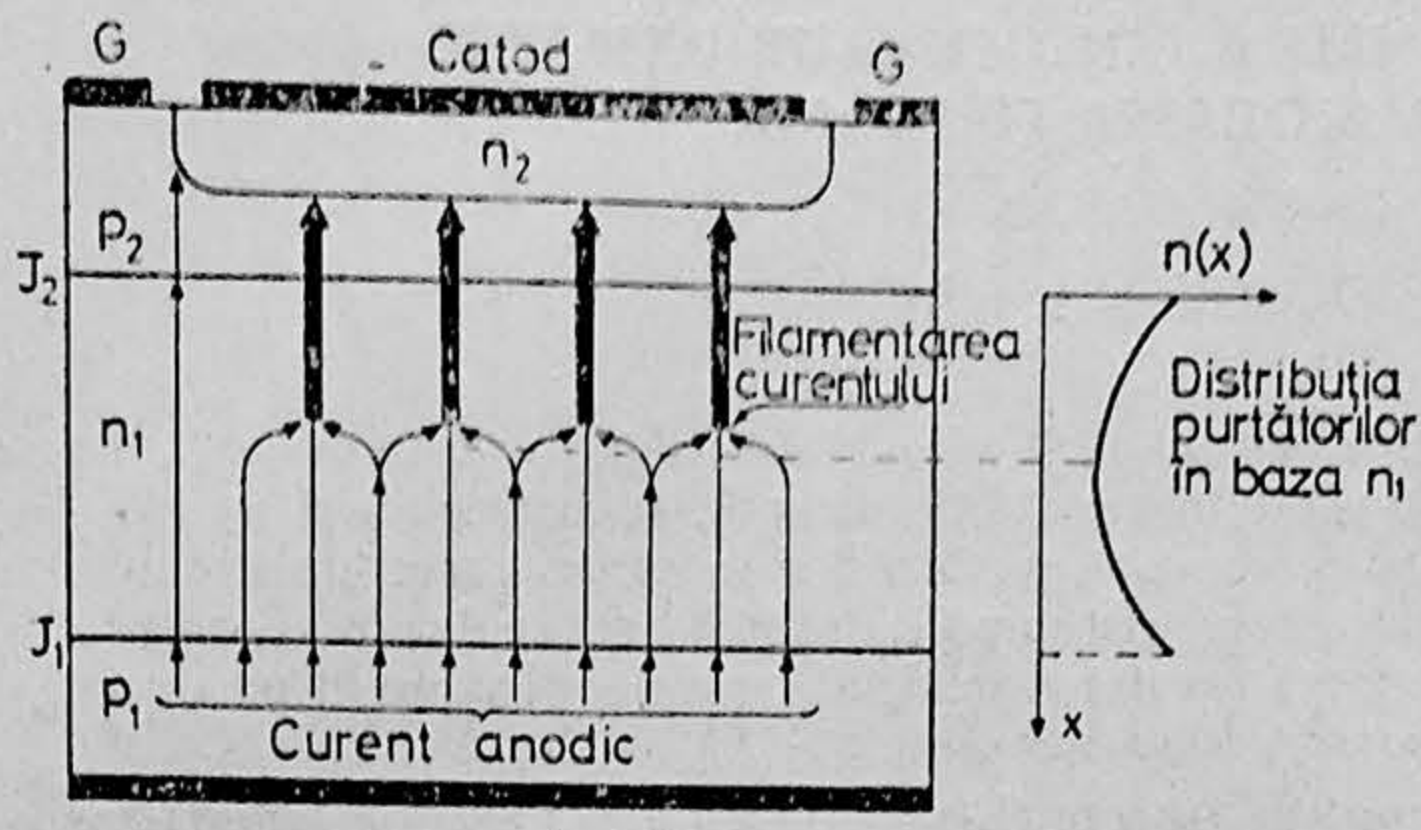


Fig. 2.38. Ilustrarea fenomenului de concentrare („*filamentare*") a curentului anodic în cîteva zone de conducție preferențială în cazul operării tiristoarelor în regim de suprasarcină. („*Filamentarea*" se produce în zonele în care concentrația intrinsecă n_i egalează — datorită creșterii temperaturii — concentrația minimă de purtători din baza n_1).

simultană a densității curentului j_T și a temperaturii locale T, precum și scăderea rezistivității zonale, ceea ce, la rîndu-i, antrenează creșterea în continuare a densității j_T și a temperaturii T, ș.a.m.d. **Creșterea în avalanșă a densității curentului și temperaturii locale a cîtorva zone de pe placheta de siliciu determină în final distrugerea electrotermică a dispozitivului.** Defectarea ireversibilă se produce fie prin atingerea — în procesul de avalanșă descris — a temperaturii eutectice a siliciului și metalului în contact cu acesta (~ 577°C pentru Al-Si, vezi figura 2.36 și tabelul 3.6), fie prin topirea siliciului (la $T \simeq 1\,412$°C) într-unul sau în mai multe puncte pe direcția conducției filamentare, atunci cînd metalul în contact cu siliciul are o temperatură eutectică ridicată (~ 1 410°C pentru Mo-Si, vezi figura 1.59 și tabelul 3.6).

Fenomenologia distrugerii tiristoarelor este practic aceeași în orice regim de suprasarcină, indiferent de durata acesteia. Trebuie însă remarcat faptul că la suprasarcini de durate relativ lungi se produce difuzia căldurii, degajate în siliciu, în regiunile metalice adiacente (figura 2.37, *b*), în timp ce în regimuri de suprasarcină cu durate scurte (pînă la zeci de μs) fenomenele termice se rezumă la placheta de siliciu, adică temperatura interfeței dintre siliciu și metalul adiacent rămîne cvasi-constantă și egală cu temperatura inițială (din momentul aplicării suprasarcinii).

La durate ale suprasarcinilor singulare de pînă la 10 ms, temperatura maxim-admisibilă a joncțiunii $T_{vj\,max}$ este inferioară valorii „*temperaturii de filamentare*" T_f (400°C...500°C). În cazul impulsurilor de suprasarcină repetitive, parametrul $T_{vj\,max}$ este limitat superior de temperatura intrinsecă $T_i = 150$°C...250°C (vezi figura 1.41) [3]—[5] [13]—[15].

Operarea frecventă a tiristoarelor în regim de suprasarcină induce fenomenul denumit „*oboseală termică*" („*thermal fatigue*"). Tensiunile mecanice interne, produse de excursiile mari și frecvente ale temperaturii structurii, conduc la scăderea fiabilității dispozitivelor și la ieșirea lor prematură din funcționare [5]—[9] [15].

2.9. ANALIZA FENOMENELOR DINAMICE LA BLOCAREA PE POARTA

2.9.1. Dinamica sarcinii

În momentul aplicării semnalului negativ de comandă pe poarta unui tiristor *GTO* aflat în conducție directă, în bazele n_1 și p_2 ale dispozitivului există sarcina electrică a purtătorilor în exces, corespunzătoare stării de saturație a celor două tranzistoare (figura 2.39, *a*). În decursul procesului de blocare are loc anihilarea acestei sarcini, atît prin evacuarea ei pe poartă, cît și prin recombinare.

În timpul de stocare t_s (vezi figura 1.31) are loc îndepărtarea pe poartă a sarcinii în exces, în principal din baza p_2. În intervalul de constanță a curentului anodic, determinat în exclusivitate de circuitul extern, toate cele trei joncțiuni ale structurii *pnpn* sînt polarizate în direct. La încheierea fazei t_s, concentrația purtătorilor minoritari în exces din vecinătatea joncțiunii J_2 devine practic nulă (figura 2.39, *b*). Debutul scăderii curentului anodic (vezi figura 1.31) este asociat polarizării în invers a joncțiunii J_2, care blochează tensiunea anodică reaplicată [16].

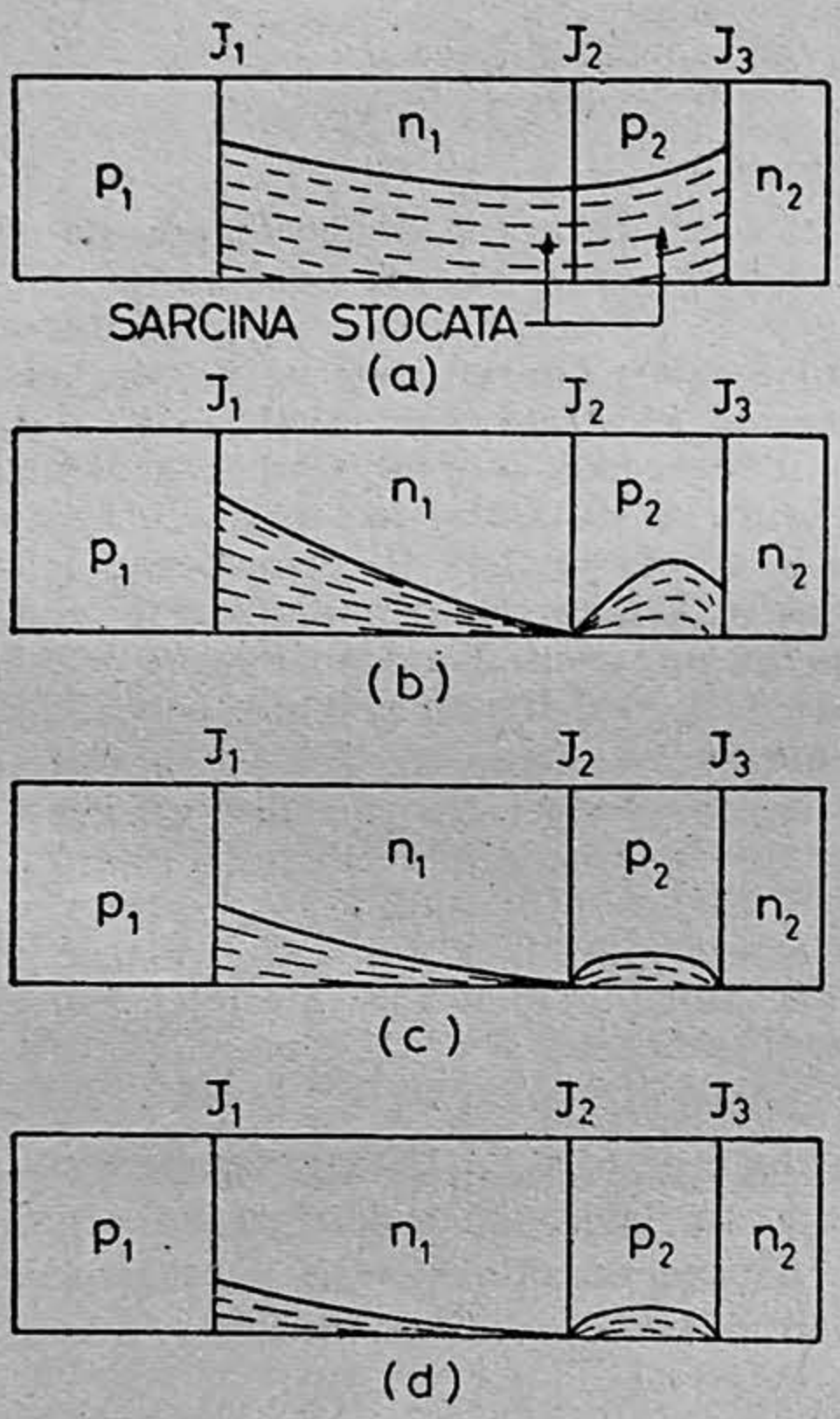


Fig. 2.39. Ilustrarea calitativă a distribuției sarcinii electrice a purtătorilor minoritari în bazele tiristorului *GTO*: *a*) în momentul aplicării impulsului de blocare pe poartă; *b*) la sfîrșitul timpului de stocare t_s; *c*) la sfîrșitul timpului de cădere t_f; *d*) la sfîrșitul timpului de restabilire t_t.

Timpul de cădere t_f este caracterizat prin scăderea rapidă a curentului anodic (vezi figura 1.31). La finele fazei t_f, concentrația purtătorilor minoritari în exces din baza p_2 de lîngă joncțiunea J_3 devine practic nulă (figura 2.39, *c*). Tensiunea anodică reaplicată cu rata dV_D/dt expulzează purtătorii minoritari din bazele n_1 și p_2 ale dispozitivului (vezi figura 2.41).

Timpul de restabilire t_t este caracterizat de procesele recombinaționale ale sarcinii reziduale din cele două baze [16]. Un tiristor *GTO* poate fi considerat blocat, atunci cînd sarcina reziduală a purtătorilor minoritari din bazele n_1 și p_2 devine inferioară *valorii critice* Q_{cr} (figura 2.39, *d*). Sub acest prag al sarcinii reziduale din baze, nu se produce creșterea spontană a curentului în direct prin tiristor după întreruperea semnalului negativ de poartă

Dinamica sarcinii în planul bidimensional al structurii *pnpn* este dominată de constricția zonei de conducție a curentului anodic înspre centrul catodului (vezi § 1.4.5). Un detaliu semnificativ, relevat de investigațiile numerice recente [17] — [20], îl constituie curgerea uniformă a curentului în baza n_1 în cursul fazei de stocare t_s (figura 2.40), ceea ce diminuează încălzirea locală a structurii. „*Aglomerarea*" (creșterea densității locale) a curentului anodic se produce la joncțiunea J_2, ca urmare a extragerii pe poartă a curentului lateral al bazei p_2 (figura 2.40).

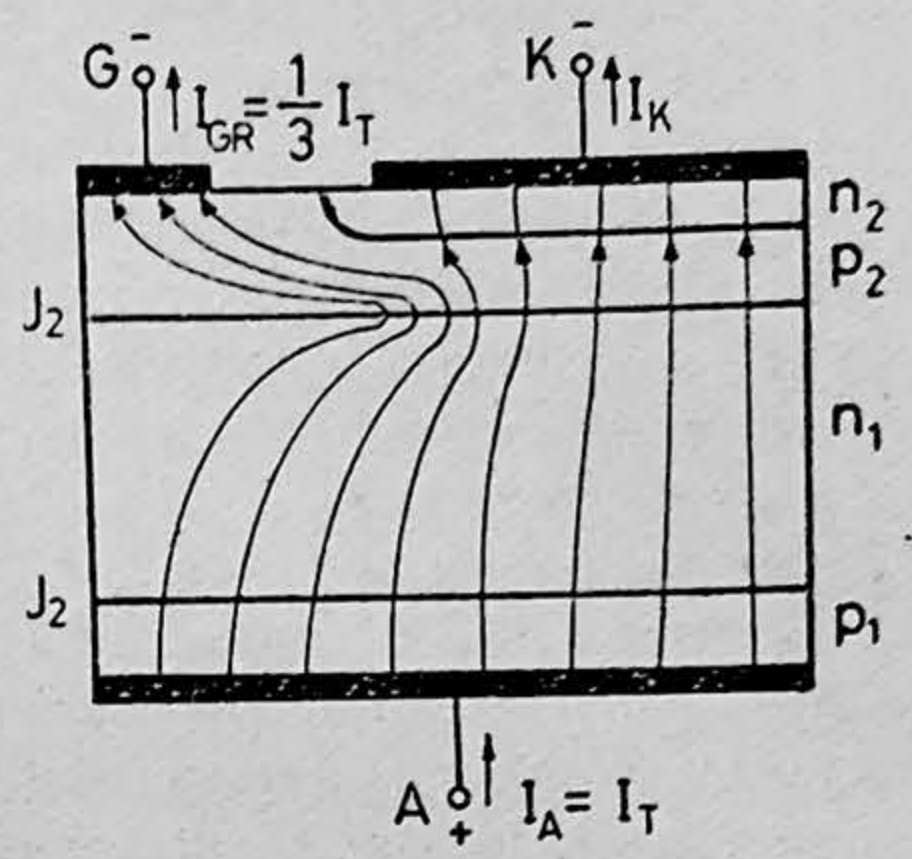


Fig. 2.40. Ilustrarea calitativă a curgerii curentului anodic în planul vertical al structurii unui tiristor *GTO* (operat la un câștig $G_{off} = 3$) în cursul timpului de stocare t_s.

Un fenomen extrem de important îl constituie „*activarea*" **sarcinii reziduale a purtătorilor minoritari din cele două baze** (n_1 și p_2) de către tensiunea anodică reaplicată pe tiristor în cursul timpului de cădere t_f (figura 2.41). Creșterea tensiunii anodice cu rata dV_D/dt conduce la „*expulzarea*" sarcinii reziduale a golurilor din baza n_1 în baza p_2, precum și la „*mălurarea*" purtătorilor minoritari din stratul p_2 (electroni) în baza n_1 (fenomen similar cu cel descris în legătură cu *efectul* dV/dt, vezi § 2.4.3). Rezultatul fluxului de goluri, generat de rampa dV_D/dt, îl constituie apariția în baza p_2 a unui curent în

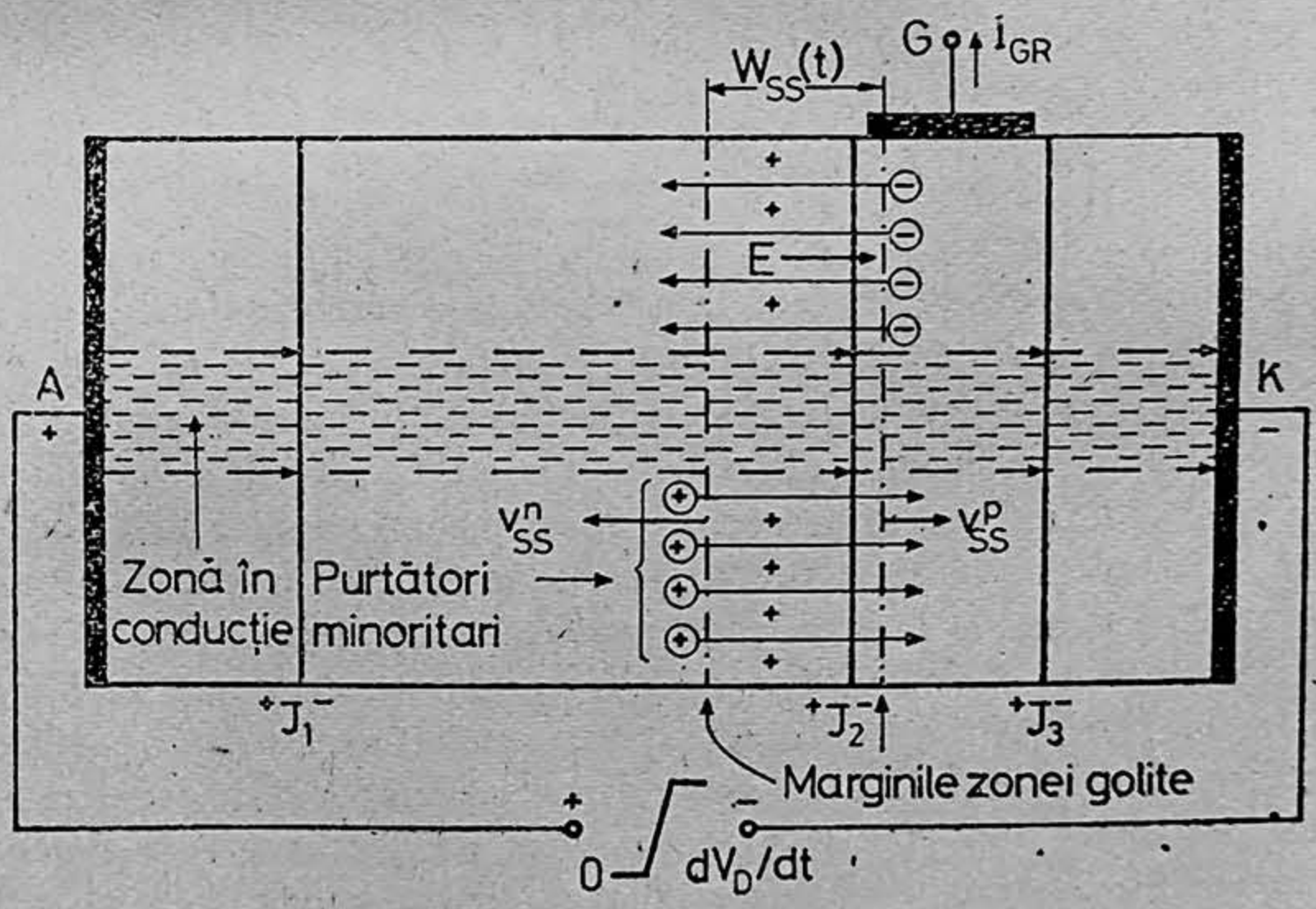


Fig. 2.41. Ilustrarea fenomenului de „*expulzare*" al purtătorilor minoritari din bazele n_1 și p_2 de către frontierele zonei golite ale joncțiunii J_2, asociate reaplicării tensiunii anodice V_D în cursul fazei t_f a procesului de blocare al unui dispozitiv *GTO*.

direct, care anulează (parțial sau total) efectul extragerii pe poartă a curentului negativ de blocare. Prezența acestui curent (suplimentar) de goluri în baza p_2 prelungește durata procesului de stingere, iar uneori determină eșuarea blocării. Expansiunea frontierelor zonei de sarcină spațială a joncțiunii J_2 în bazele n_1 și p_2 cu vitezele v_{ss}^n, respectiv v_{ss}^p, — ca urmare a reaplicării rampei dV_D/dt — conduce la apariția în baza n_1 slab dopată a unei zone de cîmp electric puternic ($\sim 10^4$ V/cm) în extindere continuă. Aceste două efecte, generate de creșterea tensiunii anodice reaplicate (dV_D/dt), joacă un rol important în procesul de blocare.

Efectul cantității (Δp) a purtătorilor de sarcină expulzați din baza n_1 a tiristorului *GTO* de frontierele zonei de sarcină spațială se evaluează din următoarele considerente. Presupunînd o distribuție uniformă a sarcinii reziduale a golurilor $\bar{p}$ în baza n_1, densitatea curentului de goluri j_p, generat de rampa dV_D/dt, se exprimă prin relația :

$$j_p = q\Delta p = q \cdot \bar{p} \cdot v_{ss}^n = q\bar{p} \frac{dW_{ss}}{dt} \tag{2.67}$$

unde W_{ss} și v_{ss}^n sînt grosimea, respectiv viteza de expansiune în baza n_1 a frontierei zonei golite (figura 2.41).

Cîmpul electric $\mathbf{E}_h$ din zona golită de lățime $W_{ss}(t)$ este corelat cu rampa (dV_D/dt) prin relația :

$$\frac{dV_D}{dt} \simeq \mathbf{E}_h \frac{dW_{ss}}{dt} \tag{2.68}$$

Utilizînd (2.68) în (2.67) se obține :

$$j_p \simeq q \frac{\bar{p}}{\mathbf{E}_h} \frac{dV_D}{dt} \tag{2.69}$$

Pentru $\bar{p} \simeq 10^{16}$ cm^{-3}, $\mathbf{E}_h = 2 \cdot 10^4$ V/cm, $dV_D/dt = 1\,000$ V/μs, $q = 1{,}6 \times 10^{-19}$ A.s, din (2.69) rezultă o densitate a curentului de goluri „reziduale“, injectate de rampa dV_D/dt din baza n_1 în baza p_2, de $j_p = 80$ A/cm^2. Efectul acestui curent este inerent amplificat de acțiunea regenerativă a celor două tranzistoare componente ale structurii *pnpn*. Curentul j_p, „suplimentat“ de rampa dV_D/dt, are sensul de curgere al curentului anodic, facilitînd astfel susținerea conducției în zona finală (vezi figurile 1.30, *b* și 2.41). Prezența acestui flux de goluri în baza p_2 contracarează (parțial sau total) efectul curentului negativ de poartă (i_{GR}) asupra procesului de stingere.

Valoarea densității curentului datorat sarcinii reziduale a purtătorilor minoritari din baze (relația 2.69) crește direct proporțional cu panta tensiunii anodice reaplicate (dV_D/dt). Impactul rampei dV_D/dt asupra procesului de blocare este relevat de faptul că densitatea curentului anodic în zona sa finală de conducție (figura 2.41) crește numai pe intervalul de variație a tensiunii V_D și scade îndată ce rata de creștere a tensiunii anodice reaplicate (dV_D/dt) devine practic nulă [17]—[19]. Extinderea rapidă a regiunii de sarcină spațială

a joncțiunii J_2 sub influența rampei dV_D/dt induce următoarele efecte suplimentare [9] [10] [17]—[22]:

a) generează curentul de deplasare al golurilor din baza p_2 ($\simeq q \cdot v_{ns}^n \cdot N_{A2}$, vezi relația 2.28), care acționează în același sens ca și curentul (2.69), tinzînd să mențină dispozitivul în starea de conducție;

b) micșorează în timp grosimea efectivă a bazei n_1 (W_{n1}), ceea ce favorizează menținerea conducției în direct ca urmare a creșterii factorului de cîștig în curent α_{pnp} (vezi § 2.3 și § 2.4.3);

c) facilitează menținerea conducției în direct ca urmare a accelerări purtătorilor de sarcină în tranzitul lor printr-o zonă de cîmp electric puternici care se extinde în timp;

d) mărește pericolul străpungerii prin pătrundere („reachthrough" sau „punchthrough") ca urmare a potențării efectului de *„tranzistor cu baza în gol"* (vezi § 2.2 și § 2.3).

Rezultatul cumulativ al tuturor factorilor menționați este oglindit de faptul că, la rate ridicate de creștere ale tensiunii anodice reaplicate (dV_D/dt), **dispozitivele** *GTO* **fie nu pot fi stinse pe poartă, fie sînt distruse în cursul procesului tranzitoriu de blocare.** Din cele prezentate rezultă că pentru blocarea fiabilă pe poartă a unui tiristor *GTO* este necesar ca rata de creștere și valoarea absolută a tensiunii anodice reaplicate (V_D) să fie limitate sub un anumit nivel critic pînă în momentul scăderii la zero a curentului anodic prin structura *pnpn*. Această cerință înseamnă că tensiunea anodică maximă $V_{FB(max)}$ la care poate fi operat un tiristor *GTO* în regim dinamic este inferioară valorii maxime a tensiunii de blocare a dispozitivului (V_{DRM}). Valoarea parametrului $V_{FB(max)}$ este predictată de următoarea relație empirică [17] [21]:

$$V_{FB(max)} = \mathbf{E}_h \cdot W_{n1} \tag{2.70}$$

unde $\mathbf{E}_h \simeq 2 \times 10^4$ V/cm, W_{n1} este grosimea bazei n_1. Astfel, pentru un dispozitiv cu $W_{n1} = 200$ μm, căreia îi corespunde o tensiune maximă de blocare $V_{DRM} \simeq 800$ V, relația (2.70) predictează o valoare maximă a tensiunii dinamice de $V_{FB(max)} = 400$ V, fapt confirmat experimental pe tiristoare *GTO* convenționale [17] [21]. În scopul diminuării influenței nocive a rampei dV_D/dt asupra procesului de stingere pe poartă, pentru blocarea fiabilă a tiristoarelor *GTO* se utilizează grupuri snubber *RCD* (vezi § 6.7.2).

Fenomenele prezentate au un caracter de generalitate pentru toate tipurile de tiristoare *GTO*. Există însă anumite particularități ale dinamicii sarcinii în fiecare tip de dispozitiv *GTO*. Aspectele specifice legate de funcționarea dispozitivelor *TIL GTO* sînt detaliate în § 4.3. În tiristoarele *GTO* utilizînd șunturi de anod (vezi § 4.2.3), restricțiile privind valoarea tensiunii maxime reaplicate sînt mai puțin drastice. Substratul fizic este următorul (figura 2.42): în cursul fazei de stocare t_s, curentul anodic este constrîns în zona centrală a catodului, căreia în plan vertical îi corespunde *structura neregenerativă* $n_2p_2n_1n^+$. Prezența acestei structuri, în care cuplajul regenerativ dintre cele două tranzistoare componente ale structurii este suprimat, facilitează scăderea rapidă la zero a curentului anodic. Această particularitate permite o creștere mai rapidă a tensiunii anodice reaplicate, fără periclitarea fiabilității dispozitivelor *GTO*.

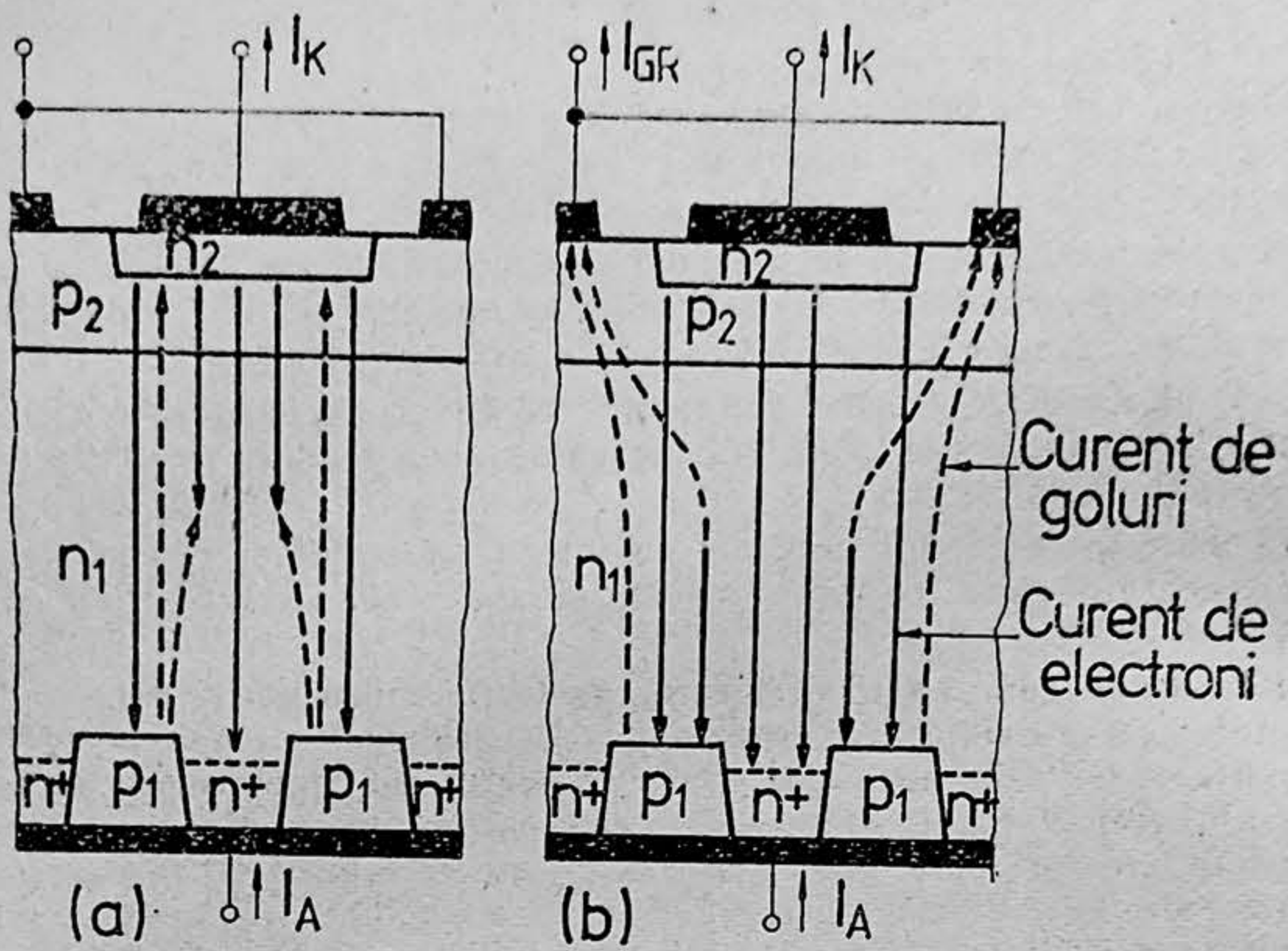


Fig. 2.42. Ilustrarea calitativă a curgerii componentelor de electroni și de goluri ale curentului anodic într-un tiristor *GTO* cu șunturi de anod: (*a*) în conducție directă și (*b*) la începutul procesului tranzitoriu de blocare pe poartă.

2.9.2. Fiabilitatea electrotermică

În cursul procesului tranzitoriu de blocare, tiristoarele *GTO* pot fi defectate ireversibil prin depășirea puterii maxim-admisibile de comandă pe poartă sau ca urmare a creșterilor de temperatură în structura *pnpn*, datorate disipărilor excesive de putere. Pericolul distrugerii unui tiristor *GTO* prin comanda pe poartă este mult diminuat în cazul în care tensiunea V_{GRM} nu depășește tensiunea de străpungere în avalanșă a joncțiunii poartă-catod BV_{GK} (vezi § 1.4.5). Curentul maxim extras pe poartă (I_{GRM}) este limitat de circuitul extern la o valoare cel mult egală cu raportul dintre curentul anodic maxim controlabil de poartă (I_{TQRM}) și factorul operațional de cîștig la blocare G_{off} ($I_{GRM} = I_{TQRM}/G_{off}$, vezi § 1.4.6).

Distrugerea dispozitivelor *GTO* în cursul procesului tranzitoriu de blocare are loc în principal datorită cuplării factorilor electrici și termici, asociați fenomenelor induse în structura *pnpn* de disipările mari de putere în intervalul de cădere t_f (vezi figura 1.30). Factorii care concură la distrugerea unui tiristor *GTO* pot fi catalogați astfel [2]—[9] [15]—[22]:

a) fenomenul de constricție al curentului anodic într-o zonă finală de conducție de dimensiuni reduse (vezi § 1.4.5);

b) creșterea substanțială a densității curentului anodic j_T la începutul timpului de cădere t_f, tocmai ca urmare a fenomenului de constricție a conducției într-o zonă finală de extindere limitată;

c) densitățile considerabile de putere disipate în cursul fazei t_f, datorate valorilor mari ale densității locale a curentului j_T și ratei de creștere a tensiunii anodice reaplicate (dV_D/dt);

d) încălzirea puternică a zonei finale în conducţie în cursul timpului de cădere t_f ca urmare a disipărilor de putere menţionate ;

e) creşterea temperaturii în zona finală de conducţie peste temperatura intrinsecă (vezi § 1.5.2.3), fapt care antrenează instabilităţi şi neomogenităţi tipice regimului de suprasarcină (vezi § 2.8).;

f) curentul datorat rampei dV/dt (figura 2.41), care diminuează eficienţa curentului negativ de poartă, putînd conduce la eşuarea procesului de blocare.

Factorii electrici şi termici enumeraţi se intercondiţionează reciproc. Din acest motiv, distrugerea unui tiristor *GTO* în cursul procesului tranzitoriu de blocare este de natură electrotermică.

Cuplajul fenomenelor electrice şi termice la blocarea unui tiristor *GTO* este similar cu cel care are loc în cadrul „*efectului di/dt*“ la amorsare (vezi § 2.6). Zonei finale de conducţie (figura 1.30, *b*) îi corespunde aria iniţială amorsată (figura 2.15). Atît în faza de cădere t_f a curentului anodic, cît şi în cazul „*efectului di/dt*“, tiristorul este operat la densităţi mari de curent (de ordinul 10^4 A/cm^2).

În figura 2.43 sînt prezentate rezultatele măsurătorilor radiometrice efectuate în vederea detectării radiaţiei termice din regiunea de aglomerare a curentului anodic în cursul procesului tranzitoriu de blocare pe poartă a unui tiristor *GTO* [20]—[22]. Structura elementară *GTO* investigată are o configuraţie rectangulară (figura 2.43). Lungimea structurii este de 5 mm, iar lăţimea ei de $\simeq$ 200 μm. Poarta *G* înconjoară catodul pe toată lungimea acestuia. Formele de undă ale curentului şi tensiunii pe dispozitivul elementar sînt ilustrate în figura 2.43, *b*. Evoluţia în timp a zonei de conducţie a catodului este detaliată în figura 2.43, *c*. Rezultatele principale se pot rezuma astfel:

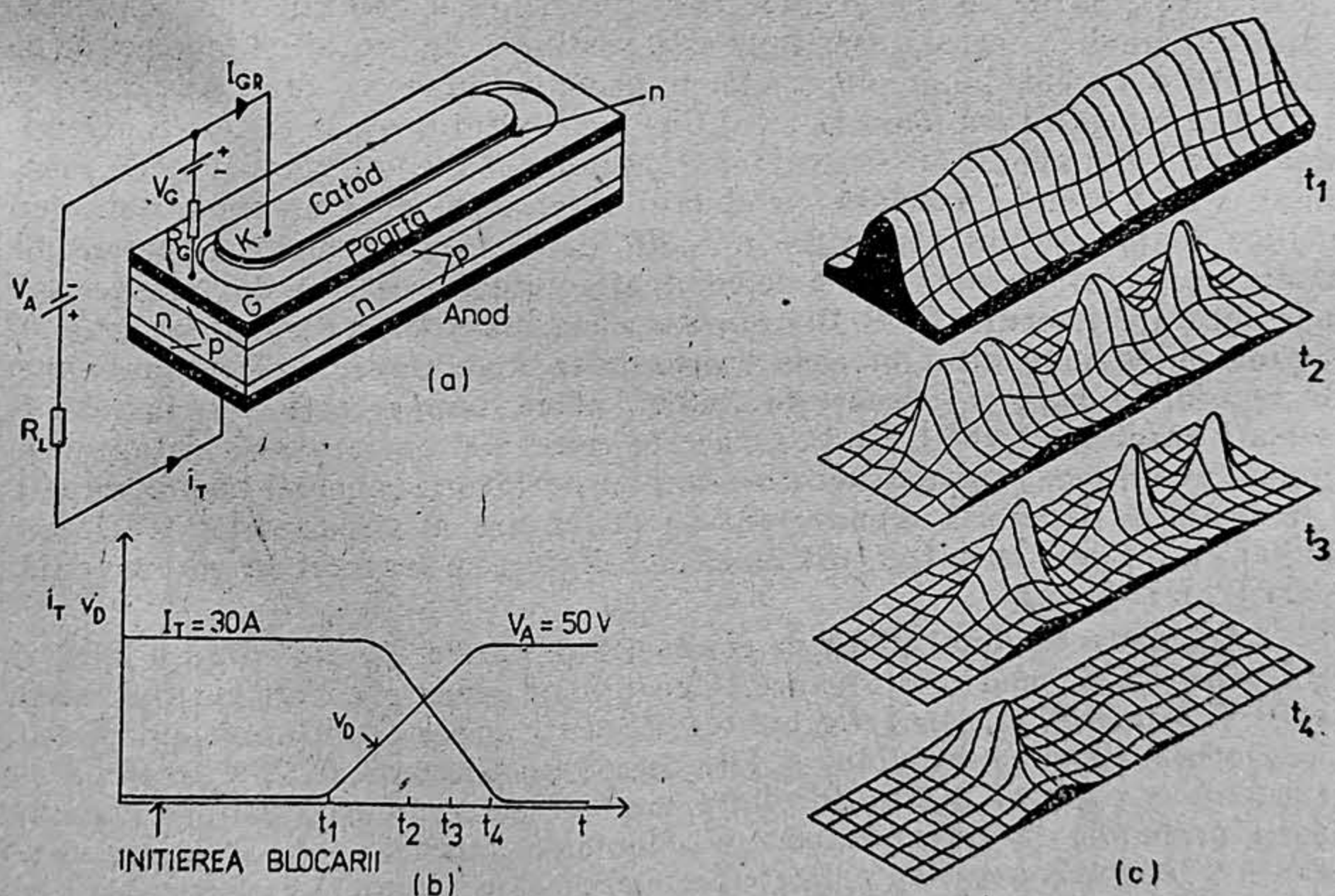


Fig. 2.43. Distribuţia curentului anodic pe suprafaţa catodului în diferite momente de timp (*c*) ale procesului tranzitoriu de blocare pe poartă (*b*) a unui tiristor *GTO* elementar (*a*).

a) Constricția ariei de conducție a curentului anodic înspre centrul catodului rectangular pe direcția lățimii structurii se încheie la sfîrșitul fazei de stocare (momentul t_1);

b) Dacă valoarea densității curentului anodic la începutul timpului de cădere t_f (momentul t_1) este situată sub un nivel critic $j_{T(cr)}$ (aproximativ 400 A/cm² în experimentul discutat), atunci dimensiunea zonei în conducție rămîne constantă în cursul fazei t_f ($t_1 \ldots t_4$). Efectul rezultant este faptul că densitatea curentului anodic se reduce în decursul fazei de cădere t_f proporțional cu valoarea totală a curentului. Lățimea zonei finale în conducție este de 50 μm...60 μm, numeric egală ca valoare cu lungimea de difuzie a purtătorilor minoritari (electroni) în baza p_2 (vezi figura 2.47);

c) În cazul cînd densitatea curentului anodic j_T la sfîrșitul fazei de stocare t_s (momentul t_1) depășește valoarea critică menționată ($j_T > j_{T(cr)}$), atunci în intervalul $t_1 \ldots t_4$, corespunzător fazei de cădere t_f, zona de conducție a curentului scade în direcția lungimii emitorului de catod (figura 2.43, *c*), în timp ce lățimea zonei menționate rămîne practic constantă. Zona finală în conducție se fragmentează treptat în cîteva „*insule*", pentru ca la sfîrșitul fazei t_f (momentul t_4) în conducție să se afle o porțiune extrem de redusă a catodului. Temperatura maximă în structură se atinge la sfîrșitul fazei t_f (momentul t_4). Punctul „*fierbinte*" al structurii este datorat constricției zonei finale în conducție într-o regiune de dimensiuni reduse, situată în centrul catodului. În planul vertical al structurii *pnpn*, temperatura instantanee maximă se obține în baza *n* a dispozitivului. Creșterea de temperatură este direct proporțională cu tensiunea anodică finală $V_A = V_{FB}$ (figura 2.43, *b*) și invers proporțională cu grosimea bazei n_1, deci cu grosimea plachetei de siliciu, care limitează densitatea de putere disipată în faza de cădere $t_1 \ldots t_4$.

d) Creșterea de temperatură este o *consecință* a concentrării conducției curentului anodic. Această aserțiune este susținută de faptul că fenomenul de constricție al curentului anodic are loc în principal în cursul fazei de stocare t_s, în timp ce temperatura maximă se obține la sfîrșitul fazei de cădere t_f. Densitatea curentului anodic la sfîrșitul fazei t_f (momentul t_4) atinge valori de aproximativ 17 kA/cm². Asociată cu efectul ratei mari de creștere a tensiunii anodice reaplicate pe dispozitiv dV_D/dt, densitatea sporită a curentului anodic „*constrîns*" în zona finală de conducție induce creșterile de temperatură în structura tiristorului *GTO*. **Distrugerea electrotermică a dispozitivelor *GTO* se produce în momentul în care temperatura instantanee în structura *pnpn* (de regulă, în baza n_1) depășește 300°C, adică temperatura intrinsecă T_i asociată bazei n_1** (vezi § 1.5.2.3). La aceste valori ale temperaturii instantanee, alimentarea *neomogenă* a structurii *pnpn* cu purtătorii generați termic capătă o importanță deosebită. Fenomenul de distrugere al tiristoarelor *GTO* este similar cu cel descris în legătură cu *efectul di/dt* și cu regimul de suprasarcină (vezi § 2.6 și § 2.8).

Fragmentarea zonei finale de conducție în cîteva „*insule*" (figura 2.34, *c*) este generată de mai multe cauze. Una dintre cauze o constituie fluctuația rezistivității bazei p_2, care are drept rezultat extragerea neuniformă spre poartă a curentului din zona catodului n_2. De exemplu, o diferență de 20% în valoarea rezistenței pe pătrat dintre diferitele zone ale bazei p_2 (fluctuație care este foarte probabilă din punct de vedere tehnologic) implică — la o valoare constantă a tensiunii negative aplicate pe poartă — o diferență corespunzătoare dintre cantitățile de curent extrase pe poartă din regiunile respective. Întrucît extragerea curentului din regiunile de rezistivitate relativ mare este mai dificilă, curentul anodic se concentrează în mod preferențial tocmai în aceste regiuni

Al doilea factor important îl constituie creşterea temperaturii locale în structura dispozitivului peste temperatura intrinsecă T_i, ceea ce are ca rezultat alimentarea neomogenă a bazei n_1 cu purtători generaţi termic. Din acest punct de vedere, *fragmentarea curentului* se aseamănă cu fenomenul de *„filamentare"* descris în § 2.8.

2.10. MODELE PENTRU ESTIMAREA CANTITATIVĂ A TIMPILOR DE BLOCARE

2.10.1. Estimarea timpilor de stocare

2.10.1.1. Model unidimensional

Acest model simplificat (figura 2.44), de prim ordin, se bazează pe utilizarea metodei sarcinii [1] [4] [16]. Notînd cu Q_p sarcina în exces a golurilor în baza p_2, (vezi figura 2.39, *a*), bilanţul curenţilor în acest strat se scrie sub forma [23] [24] :

$$\frac{dQ_p}{dt} = -\frac{Q_p}{\tau_e} - I_{GR} + \alpha_{pnp} \cdot I_T \tag{2.71}$$

unde : τ_e este timpul de viaţă efectiv al golurilor în baza p_2 la nivel mare de injecţie (vezi relaţia 1.62), α_{pnp} este factorul de cîştig în curent al tranzistorului *pnp*, I_T este curentul anodic în cursul fazei t_s.

Relaţia (2.71) exprimă faptul că variaţia sarcinii golurilor în baza p_2 (dQ_p/dt) este dată de : *a*) curentul de goluri al tranzistorului *pnp*, adică $\alpha_{pnp} \cdot I_T$ (în sens crescător) ; b) golurile care se recombină în baza p_2 (Q_p/τ_e), precum şi de curentul extras pe poartă I_{GR} (în sens descrescător).

Integrarea ecuaţiei (2.71) se efectuează cu următoarele condiţii la limită [16] [23] [24] :

$$\left.\begin{array}{ll} t = 0 & Q_p(0) = \tau_e \cdot \alpha_{pnp} \cdot I_T \\ t = t_s & Q_p(t_s) = 0 \end{array}\right\} \tag{2.72}$$

Considerînd factorul α_{pnp} constant în timp, expresia timpului de stocare rezultă sub forma :

$$t_s = \tau_e \ln \frac{1}{1 - \alpha_{pnp} \cdot G_{off}} \tag{2.73}$$

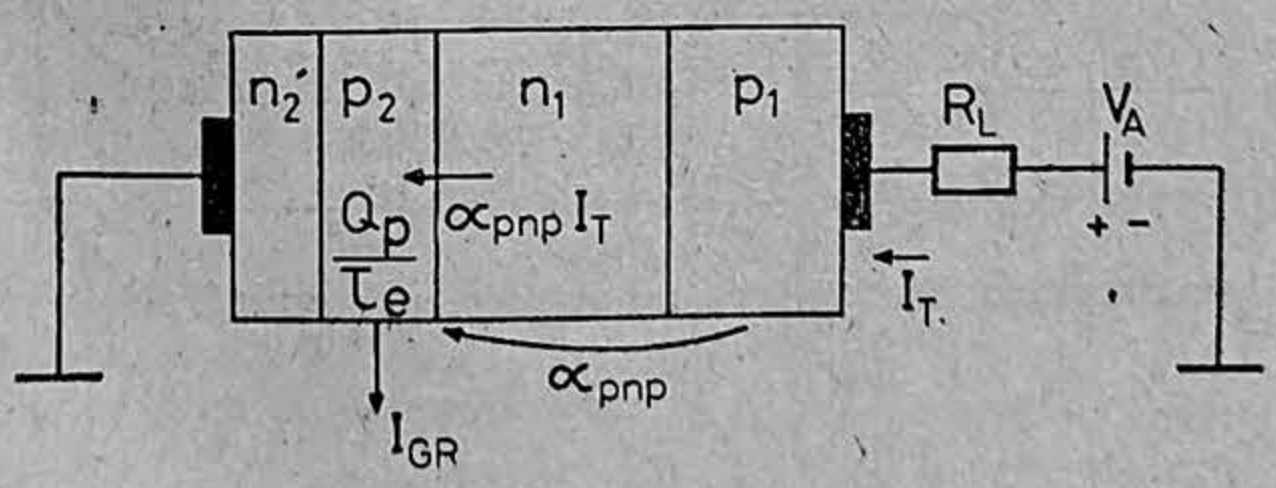


Fig. 2.44. Model unidimensional pentru estimarea cantitativă a timpului de stocare t_s pe baza metodei sarcinii (sarcina golurilor în exces în baza p_2 creşte prin aportul curentului $\alpha_{pnp} \cdot I_T$ şi scade datorită curentului I_{GR} şi a proceselor recombinaţionale).

unde : G_{off} este factorul de cîştig în curent la blocarea pe poartă (vezi relaţia 1.21).

În figura 2.45 este reprezentată grafic relaţia (2.73) pentru trei valori diferite ale factorului α_{pnp}. Se remarcă proporţionalitatea inversă dintre t_s şi G_{off}. La o valoare prestabilită a timpului de stocare t_s, G_{off} creşte odată cu scăderea factorului α_{pnp}. Creşterea factorului G_{off} tinde spre o limitare, chiar în cazul creşterii timpului t_s.

Valoarea maximă a cîştigului G_{off} se obţine din relaţia (2.73) pentru $t_s \to \infty$, de unde rezultă :

$$G_{off(max)} \simeq \frac{1}{\alpha_{pnp}} \qquad (2.74)$$

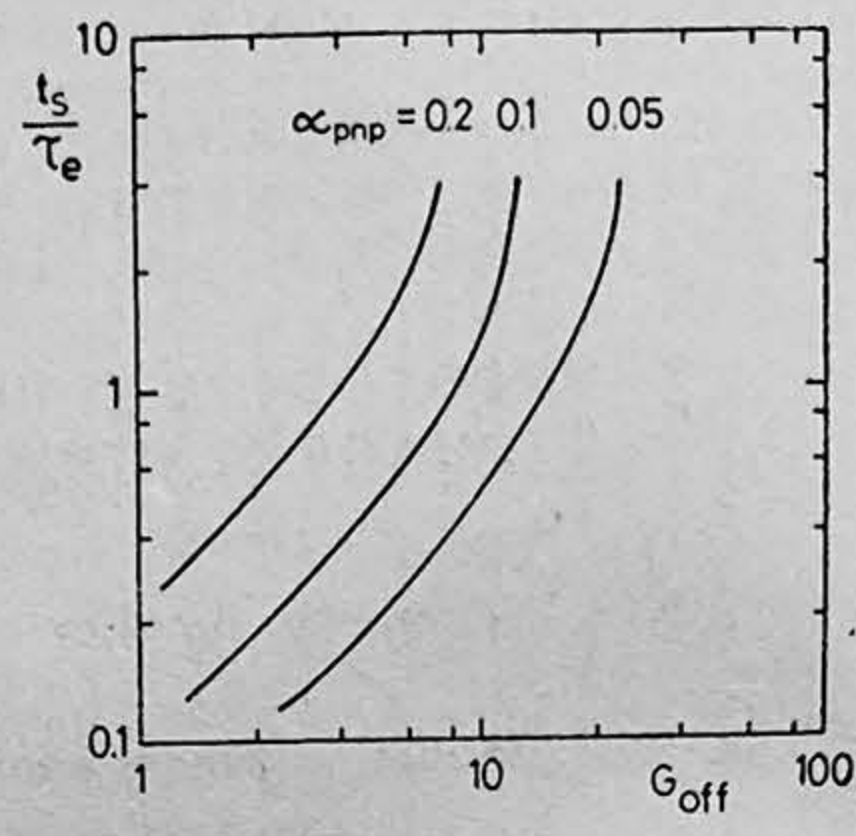


Fig. 2.45. Dependenţa valorii normalizate a timpului de stocare t_s de cîştigul la blocare G_{ff} pentru trei valori tipice ale factorului de cîştig în curent α_{pnp} (relaţia 2.73).

Din (2.74) rezultă că mărirea factorului G_{off} implică o valoare cît mai redusă a cîştigului α_{pnp}. Se regăseşte astfel cerinţa exprimată în legătură cu relaţia (1.21) ca — într-un tiristor *GTO* — factorul de amplificare în curent α_{pnp} al tranzistorului *pnp* component al structurii *pnpn* să posède o valoare cît mai scăzută.

2.10.1.2. **Model bidimensional**

Modelul bidimensional simplificat [25] pentru evaluarea timpului de stocare t_s, larg utilizat în prezent [2]—[5] [8], este bazat pe o analiză a proceselor reale care au loc în structura p*npn* în decursul procesului tranzitoriu de blocare pe poartă (§ 1.4.5). În acest model s-a evaluat viteza cu care zona aflată în conducţie, delimitată de coordonata x_b în figura 2.46, este „*strangulată*“

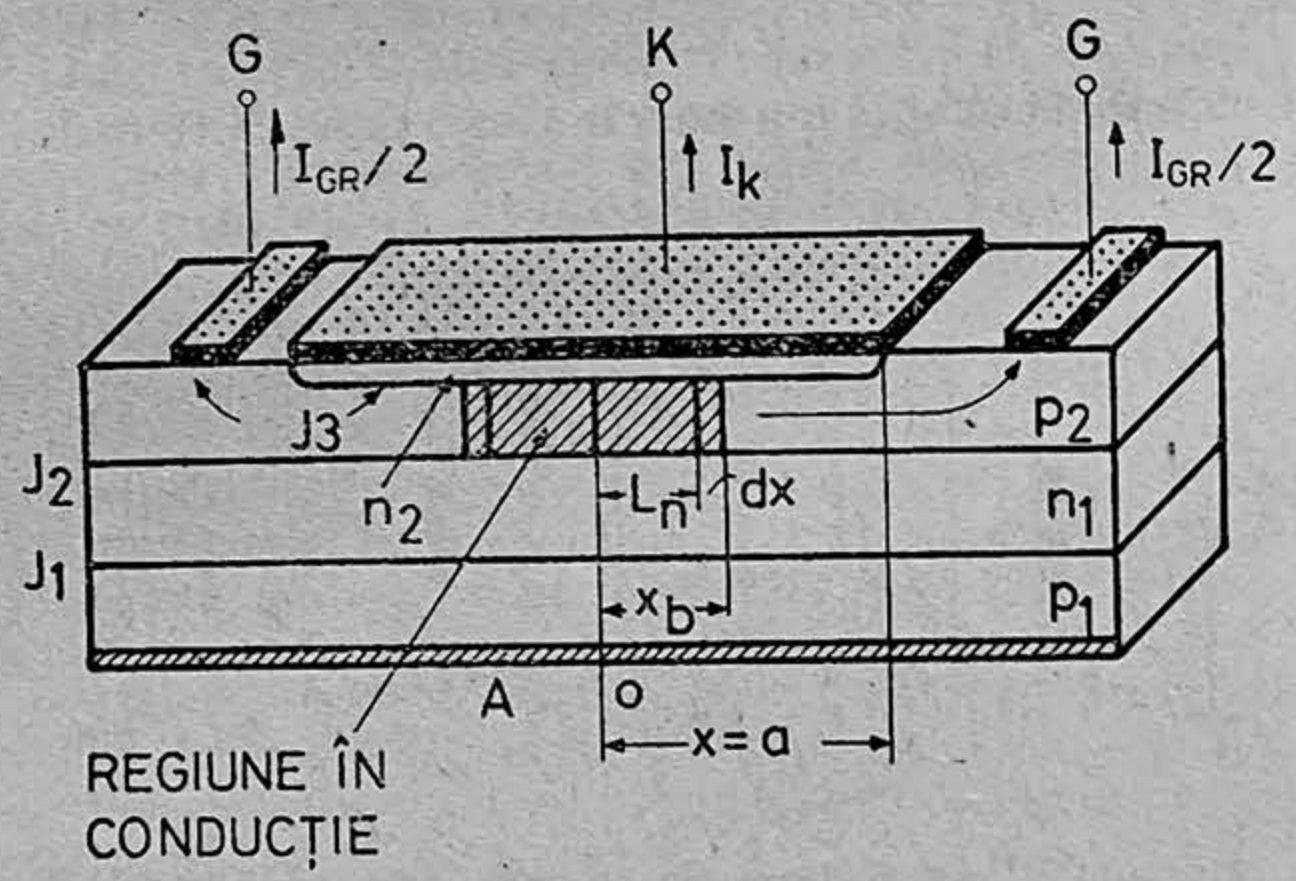


Fig. 2.46. Model bidimensional simplificat pentru determinarea vitezei de constricţie a curentului anodic în cursul fazei de stocare t_s a procesului tranzitoriu de blocare pe poartă al tiristoarelor *GTO*.

înspre centrul emitorului de catod de lățime $2a$. Viteza de deplasare a extremității regiunii în conducție a fost corelată cu rata de îndepărtare a purtătorilor minoritari (electroni în baza p_2) dintr-un volum elementar, situat la extremitatea laterală a zonei în conducție. Viteza de constricție (dx_b/dt) se exprimă prin [25] :

$$\frac{dx_b}{dt} = -\frac{x_b + L_n}{t_{tp}(G_{off} - 1)} + \frac{D_n}{L_n} \tag{2.75}$$

unde : G_{off} este cîștigul în curent la blocare, $t_{tp} = W_{p2}^2/2D_n$ este timpul de tranzit prin difuzie al purtătorilor minoritari (electroni) prin baza p_2, L_n și D_n sînt lungimea de difuzie, respectiv coeficientul de difuzie al electronilor în baza p_2. Se remarcă faptul că în acest model lungimea de difuzie L_n simbolizează constanta de scădere a concentrației purtătorilor minoritari la distanțe $x > x_b$ (figura 2.46).

Timpul de stocare se obține integrînd relația (2.75) după coordonata x de la (a) la L_n. În cadrul acestui model, **lungimea de difuzie a purtătorilor minoritari în baza p_2 (L_n) constituie limita inferioară a dimensiunii zonei de conducție la sfîrșitul timpului de stocare t_s.** Din integrarea relației (2.75) :

$$-\int_0^{t_s} dt = (G_{off} - 1)t_{tp} \int_a^{L_n} \frac{dx_b}{x_b + L_n - t_{tp}(G_{off} - 1)D_n/L_n} \tag{2.76}$$

se obține [25] :

$$t_s = (G_{off} - 1)t_{tp} \cdot \ln \frac{\frac{2aL_n}{W_{p2}^2} + \frac{2L_n^2}{W_{p2}^2} - G_{off} + 1}{\frac{4L_n^2}{W_{p2}^2} - G_{off} + 1} \tag{2.77}$$

Relația (2.77) exprimă proporționalitatea directă dintre timpul de stocare t_s și cîștigul la blocare G_{off}. În figura 2.47 este reprezentată grafic dependența (2.77) dintre t_s și G_{off} pentru un tiristor cu $2a = 600$ μm, $W_{p2} = 27$ μm, $L_n = 50$ μm, $D_n = 20$ cm²/s. Măsurătorile efectuate relevă o concordanță satisfăcătoare cu teoria pentru o lungime de difuzie $L_x \approx 50$ μm [17] — [22][25]. Această valoare este utilizată în prezent ca *reper orientativ al dimensiunii zonei finale în conducție la sfîrșitul fazei t_s* (vezi § 2.9.2).

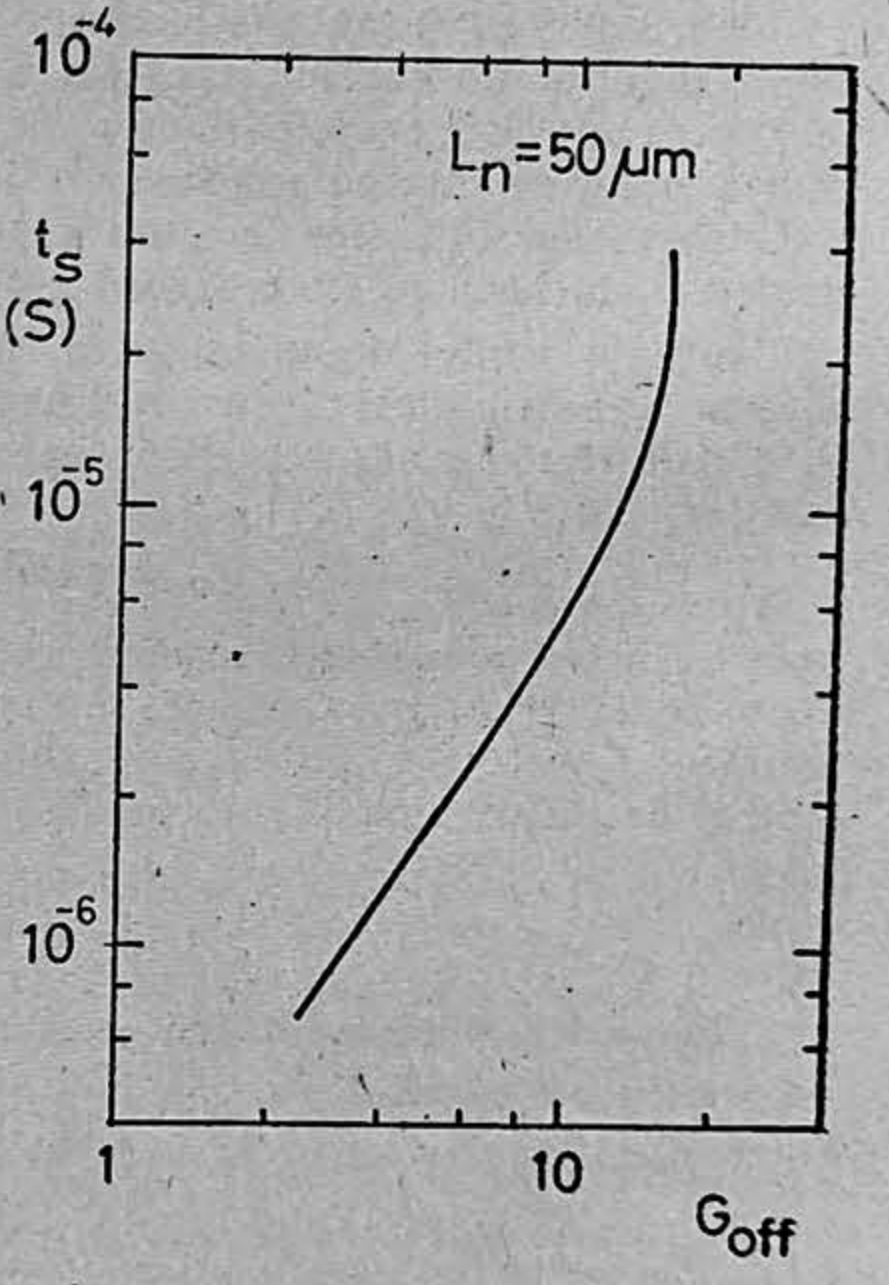


Fig. 2.47. Dependența timpului de stocare t_s de cîștigul la blocare G_{off}, determinată conform modelului bidimensional (relația 2.77).

Valoarea maximă a cîștigului la blocare [25] :

$$G_{off\ (max)} = 1 + 4L_n^2/W_{p2}^2 \tag{2.78}$$

se obține din relația (2.77) pentru $t_s \to \infty$. Înlocuind în (2.78) $L_n = 50$ μm

și $W_{p2} = 27$ μm, se obține $G_{off\ (max)} = 16{,}7$. Tiristoarele *GTO* realizate în prezent nu sînt operate decît arareori la valori atît de ridicate ale cîștigului $G_{off\ (max)}$,deoarece în acest caz se obțin timpi de stocare t_s prohibitiv de lungi (vezi figurile 2.45, 2.47, și 4.40, a). Cîștigul tipic la blocare pe poartă al unui tiristor *GTO* — pentru un timp de stocare t_s de ordinul microsecundelor — este de $G_{off} \simeq 5$ [5][9].

Relația (2.78) exprimă compromisul fundamental la care se recurge în tiristoarele *GTO* pentru obținerea unui timp de stocare scăzut în condițiile unui cîștig la blocare rezonabil. Reducerea timpului de stocare t_s implică valori mici ale cîștigului G_{off}, adică curenți de poartă relativ mari.

Relația (2.78) pentru $G_{off(max)}$ este complet diferită de formula (1.21), obținută pe baza unui model unidimensional. Ținînd seama de diferențele dintre cele două modele utilizate, se poate considera că relația (2.78) exprimă valoarea maximă a cîștigului la blocare, care asigură ieșirea tiristorului din starea de saturație și constricția curentului anodic într-o zonă finală de conducție, avînd lățimea egală cu o lungime de difuzie L_n, în timp ce relația (1.21) exprimă cîștigul maxim G_{off}, care poate asigura întreruperea legăturii regenerative dintre tranzistoarele *pnp* și *npn* componente ale structurii *pnpn* și debutul fazei de cădere (t_f) a procesului tranzitoriu de stingere. În estimări cantitative, limita factorului de cîștig G_{off} este dată de valoarea minimă furnizată de relațiile (2.78) și (1.21).

2.10.2. Estimarea timpului de cădere

Un fenomen caracteristic timpului de descreștere (cădere) t_f este extinderea regiunii de sarcină spațială a joncțiunii centrale J_2, care blochează tensiunea anodică, reaplicată cu o rată de creștere dV/dt (figura 2.41). Expansiunea zonei de sarcină spațială are loc cu precădere în baza n_1, slab dopată. Extinderea acestei zone de cîmp puternic conduce la evacuarea golurilor din stratul n_1 în baza p_2 (vezi figura 2.41).

Într-un model de prim ordin, faza t_f corespunde intervalului de timp necesar stabilirii zonei de sarcină spațială pe joncțiunea J_2 și evacuării sarcinii Q_p a golurilor din această zonă (baza n_1). Sarcina totală pe unitatea de arie este [8] [23] :

$$Q_p = q\bar{p}W_{ss}(V_{FB}) = j_T \cdot t_f \tag{2.79}$$

unde : $\bar{p}$ este concentrația *medie* a golurilor în stratul n_1, $W_{ss}(V_{FB})$ este extinderea zonei de sarcină spațială, corespunzătoare valorii finale (V_{FB}) a tensiunii anodice, j_T este densitatea curentului anodic în faza t_f. Din ecuația (2.79), timpul de cădere rezultă sub forma [8] [23] :

$$t_f = \frac{q \cdot \bar{p} \cdot W_{ss}(V_{FB})}{j_T} \tag{2.80}$$

Timpul t_f scade odată cu creșterea densității curentului anodic și crește cu tensiunea anodică ($\sim \sqrt{V_{FB}}$), întrucît extinderea zonei golite W_{ss} variază aproximativ cu $\sqrt{V_{FB}}$ (vezi relația 2.22).

Pe baza acestui model fizic, se poate estima durata timpului de cădere t_f. Curentul $i_T(t)$ prin structură în faza t_f se exprimă prin (vezi relația 2.67):

$$i_T(t) = q \cdot A \cdot \bar{p} \frac{dW_{ss}}{dt} \tag{2.81}$$

unde : $\bar{p}$ reprezintă concentrația medie a golurilor „*reziduale*" în baza n_1, A este aria structurii, $W_{ss}(t)$ este lățimea zonei de sarcină spațială (figura 2.48), care variază în funcție de tensiunea V_D blocată de joncțiunea J_2, după legea :

$$W_{ss}(t) = k_v \cdot \sqrt{V_D(t)} \quad (2.82)$$

unde: k_v cuprinde toate constantele de material din relația (2.22).

Viteza de variație în timp a marginii zonei de cîmp (dW_{ss}/dt) se exprimă cu ajutorul relației (2.82) prin :

$$\frac{dW_{ss}}{dt} = \frac{1}{2} k_v V_D^{-1/2} \frac{dV_D}{dt} \quad (2.83)$$

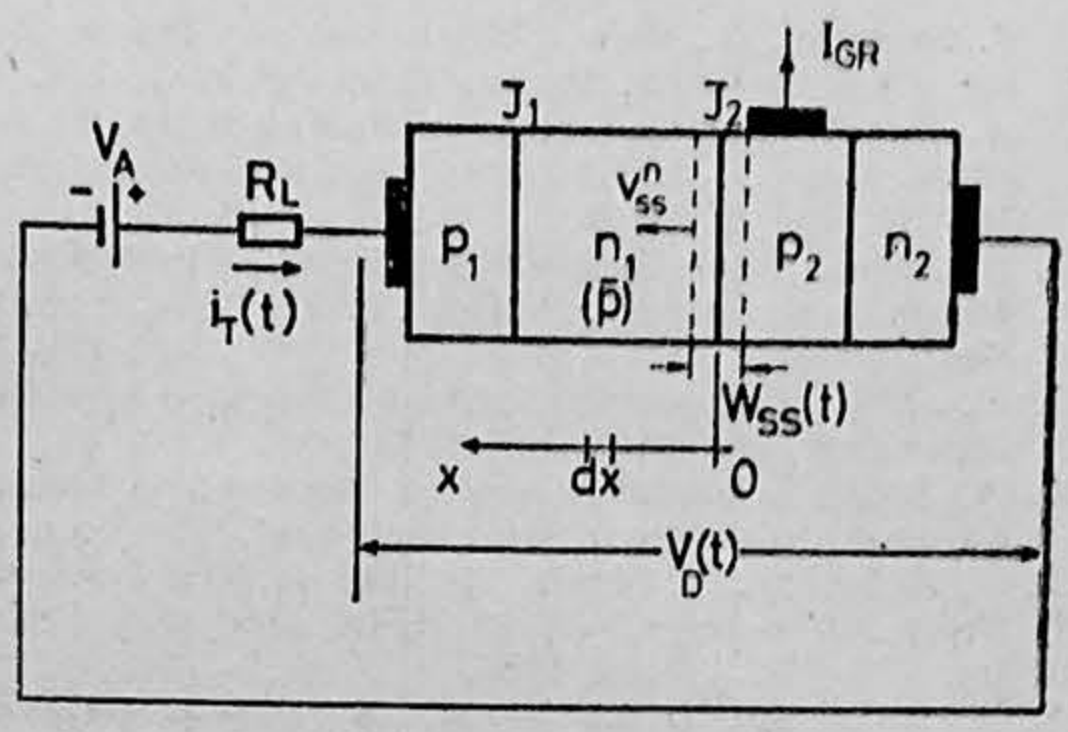


Fig. 2.48. Modelul circuitului electric utilizat în estimarea timpului de cădere t_f (relația 2.86).

Neglijînd căderile de tensiune pe joncțiunile J_1 și J_3, din legea a doua a lui *Kirchhoff*, aplicată circuitului din figura 2.48, rezultă :

$$i_T(t) = \frac{V_A - V_D(t)}{R_L} \quad (2.84)$$

Ținînd seama de expresia (2.83), din combinarea relațiilor (2.81) și (2.84), rezultă [23] :

$$i_T(t) = \frac{V_A}{R_L} \operatorname{sech}^2 \left(\frac{\frac{V_A}{R_L} \cdot t}{q \cdot A \cdot k_v \cdot \bar{p} \cdot V_A)} \right) \quad (2.85)$$

Curentul $i_T(t)$ prin dispozitiv descrește de la 90 % la 10 % din valoarea sa în starea de conducție directă a tiristorului în timpul:

$$t_f = \frac{1{,}82 \cdot q \cdot A \cdot k_v \cdot \bar{p} \cdot \sqrt{V_D}}{I_T} = 1{,}82 \cdot q \cdot k_v \cdot \bar{p} \cdot \sqrt{V_{D}/j_T} \quad (2.86)$$

unde: $j_T = I_T/A$.

BIBLIOGRAFIE SELECTIVĂ

1. *F. E. Gentry, F. W. Gutzwiller, V. V. Von Zastrow, N. Holonyak,* **Semiconductor Controlled Rectifiers. Principles and Applications of p-n-p-n Devices,** Prentice Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1964.
2. *S. K. Ghandhi,* **Semiconductor Power Devices,** Wiley, New York, 1977.
3. *A. Blicher,* **Thyristor Physics,** *Springer Verlag,* New York, 1976.
4. *W. Gerlach,* **Thyristoren,** Springer, Berlin, 1979.
5. *P. D. Taylor,* **Thyristor Design an d Realization,** Wiley, New York, 1987.
6. *B. J. Baliga,* **Modern Power Devices,** Wiley, New York, 1987.
7. *M. Kubat,* **Power Semiconductors,** Springer Verlag, Berlin, 1984.
8. *S. M. Sze,* **Physics of Semiconductor Devices,** Wiley, New York, 1981.
9. *I. V. Grekhov, I. A. Liniiciuk,* **Tiristori, viklliuciaemlie tokom upravlenlia,** Energhia, Leningrad, 1982.
10. *A. Silard, M. Dută,* **„The importance of the n-base in p-n-p-n-like structures subjected to dV/dt ramps",** *IEEE Electron Device Letts.,* vol. *9,* pp. 197—199, May 1988.
11. *A. Silard, V. Marinescu,* **„Computer-aided Experimental Investigation of the Correct Turn-on in Amplifying Gate Thyristors", in 1975 International Electron Device Meeting Techn. Dig.,** Washington, 1975, pp. 359—362.

12. *I. Burtscher, A. Porst*, „**Thyristoren mit Innerer Zündverstärkung**“, *Dynamische Probleme der Thyristortechnik*, Berlin, VDE-Verlag GmBH, 1972, pp. 128—146.
13. *A. Silard*, „**Phenomenology of Failure in Power Rectifiers Under Surge Conditions**“, in: *(Invited) Proc. 4th Brazilian Workshop Microelectronics*, (Campinas — Sao Paolo), PRO-MOCET, pp. 379—388, 1983.
14. *A. Silard*, „**High Temperature Physical Effects Underlying the Failure Mechanism in Thyristors Under Surge Conditions**“, *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. **ED-31**, pp. 1 334—1 340, Sept. 1984.
15. *R. Sittig, P. Roggwiller* (editors), **Semiconductor Devices for Power Conditioning**, Plenum, New York, pp. 183—211, 1982.
16. *A. Silard*, „**Analiza proceselor tranzitorii la blocarea pe poartă a dispozitivelor semiconductoare de siliciu cu structura pnpn**“, *Telecomunicații*, vol. **14**, pp. 61—68, Nr. 2, 1970.
17. *A. Nakagawa, H. Ohashi*, „**A Study on GTO Turn-off Failure Mechanism — A Time — and Temperature-dependent 1-D Model Analysis**“, *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. **ED-31**, pp. 273—279, March 1984.
18. *A. Nakagawa, D. H. Navon*, „**A Time-and-temperature-dependent 2-d Simulation of the GTO Turn-off Process**“, *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. **ED-31**, pp. 1 156—1 163, Sept, 1984.
19. *A. Nakagawa*, „**A Time-and-temperature-dependent two-dimensional Simulation of GTO Turn-off Process II — Inductive Load Conditions**“, *Solid-State Electron.*, vol. 28, pp. 677—687, No. 7, 1985.
20. * * * **Abschaltbare Elemente der Leistungselektronik und Ihre Anwendungen**, ETG — Fachbericht 23, VDE-Verlag, Berlin, pp. 15, 90, 103, 1988.
21. *H. Ohashi, A. Nakagawa*, „**A Study on GTO Turn-off Failure Mechanism**“, *1981 International Electron Devices Meeting Techn, Dig.*, pp. 414—417, Washington, 1981.
22. **Ref. [15], pp. 100—102.**
23. *Y. C. Kao, J. R. Brewster*, „**A Description of the Turn-off Performance of the Gate-controlled Switches**“, *1974 IEEE Industry Application Society Conf. Rec.*, pp. 689—693, 1974.
24. *A. Silard*, „**Analiza unor aspecte ale comutației tiristoarelor GTO**“, *Autom. si Electron.*, vol. 12, pp. 228—232, Nr. 5, 1968.
25. *E. D. Wolley*, „**Gate Turn-off in p-n-p-n Devices**“, *IEEE Trans. Electron Devices*, **ED-13**, pp. 590—597, 1966.

3.

PROBLEME SPECIFICE DE REALIZARE ALE TIRISTOARELOR GTO

3.1. CONSIDERAȚII GENERALE

Fluxul tipic de fabricare al unui tiristor este ilustrat schematic în figura 3.1. Structura *pnp*, destinată a bloca tensiunile aplicate în invers/direct pe tiristor, se realizează prin *difuzii neselective* a impurităților acceptoare în placheta inițială de siliciu *n*, de tip *zonă flotantă* (*FZ* = *F*loat *Z*one). Definirea stratului de catod n_2 se efectuează în conjuncție cu difuzia de impurități donoare (Distribuția rezultantă a impurităților în structura *pnpn*, prezentată schematic în figurile 3.2 și 3.7, este ilustrată în figura 1.32). După realizarea metalizării, urmează conturarea suprafețelor laterale și pasivarea joncțiunilor de tensiuni înalte (J_1 și J_2). Structura astfel realizată este introdusă într-o capsulă, prevăzută cu terminale de curenți mari, precum și cu facilități de conectare pe radiator [1] [2].

Tehnologia de fabricare a tiristoarelor *GTO* derivă din fluxul tipic prezentat în figura 3.1. Detalierea în acest capitol a etapelor principale de realizare a tiristoarelor urmărește să faciliteze înțelegerea particularităților structurale și a principiilor de funcționare a diferitelor variante de dispozitive *GTO*. În cadrul prezentării problemelor specifice de realizare ale tiristoarelor *GTO*, sînt accentuate următoarele aspecte:

1) Influența geometriei verticale (figura 3.2) asupra parametrilor electrici și comportamentului dinamic al dispozitivelor;

2) Importanța reproductibilității și uniformității proceselor de difuzie, care marchează profund performanțele dispozitivelor de arii (curenți) mari: *orice neomogenități în plan transversal și longitudinal* (figura 3.2) *favorizează localizarea conducției curentului anodic în cîteva zone „preferențiale" ale plachetei semiconductoare*, ceea ce diminuează substanțial fiabilitatea electrotermică a tiristoarelor *GTO* în cursul procesului de blocare (vezi § 2.9);

3) Controlul timpului de viață al purtătorilor minoritari, care include:

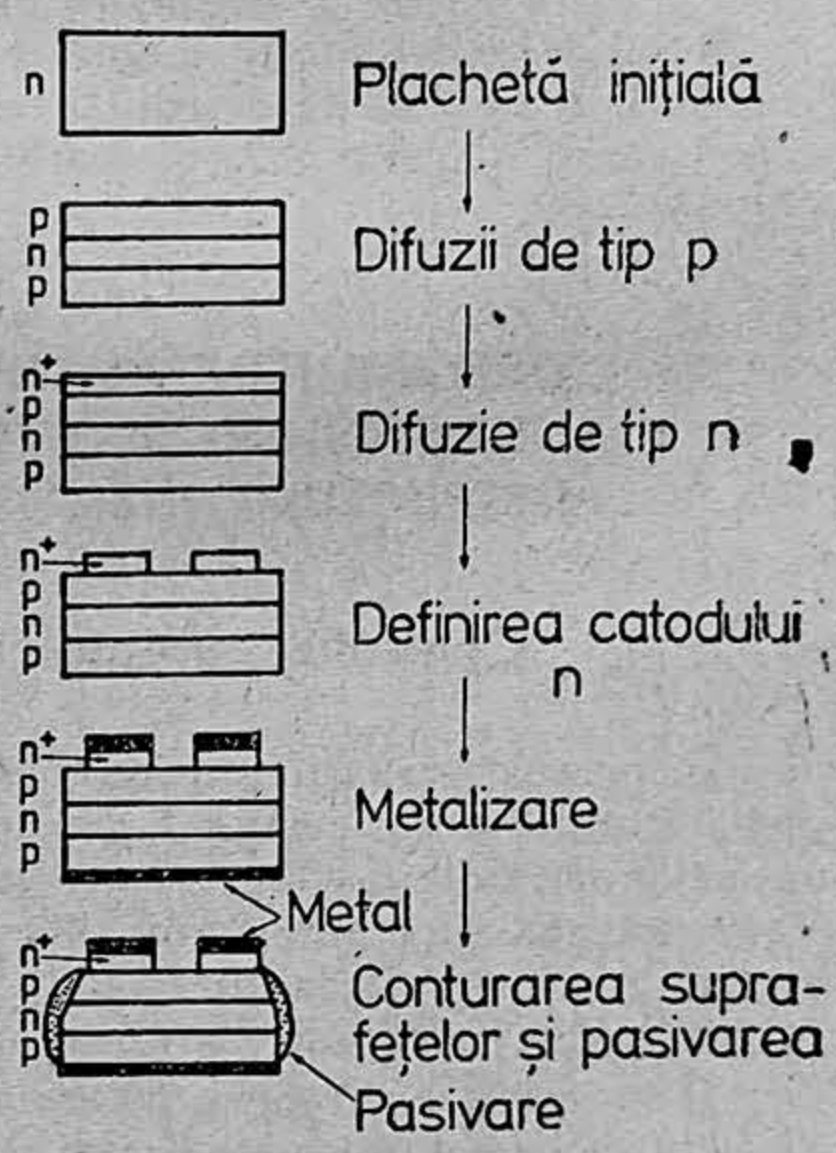


Fig. 3.1. Ilustrarea schematică a fluxului tehnologic tipic de fabricare al unui tiristor de putere.

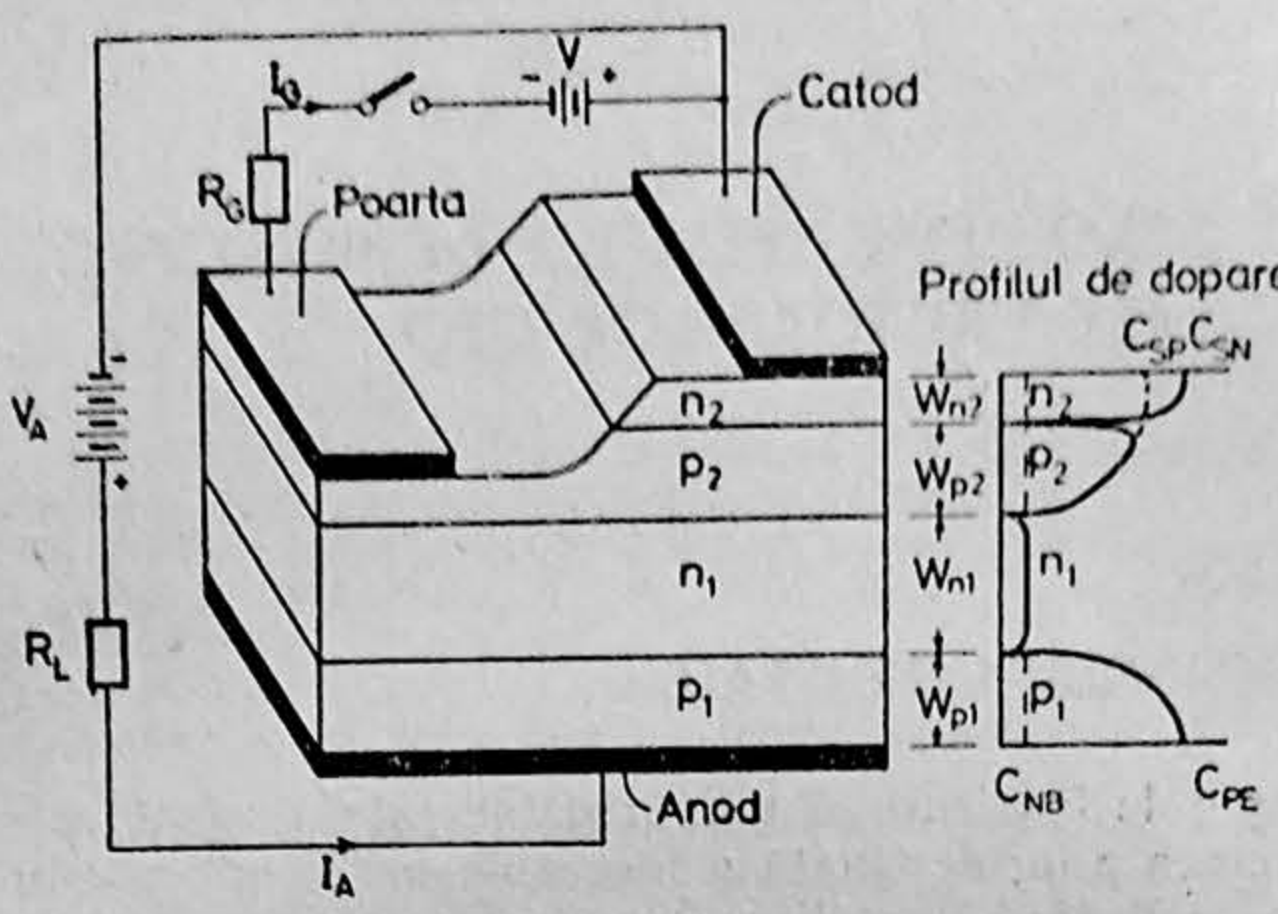


Fig. 3.2. Ilustrarea schematică a structurii verticale și configurației poartă -catod a unui tiristor *GTO*.

a) prevenirea introducerii în structura *pnpn* a unor impurități reductoare ale timpului de viață τ; *b*) mărirea timpului de viață τ prin procedeul tehnologic denumit „*getterizare*" ; *c*) micșorarea timpului τ — prin tehnici adecvate — în scopul diminuării duratei timpului de blocare pe poartă a dispozitivelor *GTO* [1]—[8] ;

4) Modalitatea de obținere practică a tensiunilor înalte de blocare în direct/invers ;

5) Fiabilitatea dispozitivelor, care depinde într-o măsură considerabilă de calitatea metalizărilor, a contactărilor și încapsulării.

Rolul determinant în asigurarea întreruperii eficiente și fiabile pe poartă a curenților anodici de densități ridicate (I_{TQRM}) îl joacă geometria regiunii poartă-catod (figura 3.2) și parametrii structurii verticale a tiristoarelor *GTO* [1]—[8].

3.2. CORELAȚII FUNDAMENTALE ÎNTRE PARAMETRII PRINCIPALI AI TIRISTOARELOR *GTO* ȘI PARAMETRII TEHNOLOGICI AI STRUCTURII *pnpn*

3.2.1. Controlul curentului anodic maxim I_{TQRM}

În cursul procesului tranzitoriu de blocare al tiristoarelor *GTO*, extragerea laterală a curentului I_{GR} prin baza p_2 determină polarizarea în invers a zonei joncțiunii n_2p_2, locate în vecinătatea contactului de poartă *G* (figura 3.3). Valoarea maximă a curentului extras pe poartă (I_{GRM}), deci nivelul curentului anodic maxim-controlabil (I_{TQRM}) sînt limitate de tensiunea de străpungere în avalanșă a joncțiunii poartă-catod BV_{GK} (vezi § 1.4.5).

Polarizarea maximă în invers a joncțiunii poartă (p_2) -catod (n_2) se produce atunci cînd întregul curent anodic este constrîns — la finele fazei de stocare t_s — într-o *arie-limită de conducție*, situată în centrul bazei p_2 (figura 3.3 și § 1.4.5). Considerînd structura din figura 3.3 ca fiind simetrică în

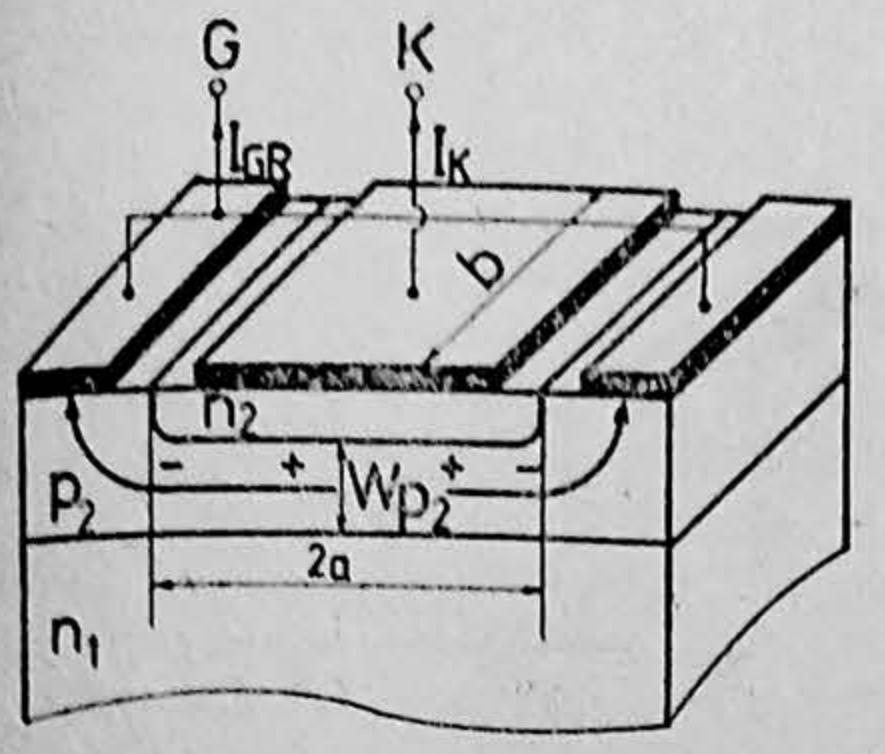


Fig. 3.3. Ilustrarea limitărilor impuse asupra curentului anodic I_{TQRM} de procesul polarizării în invers (pînă la străpungere) a joncțiunii poartă-catod la extragerea pe poartă a curentului I_{GR}.

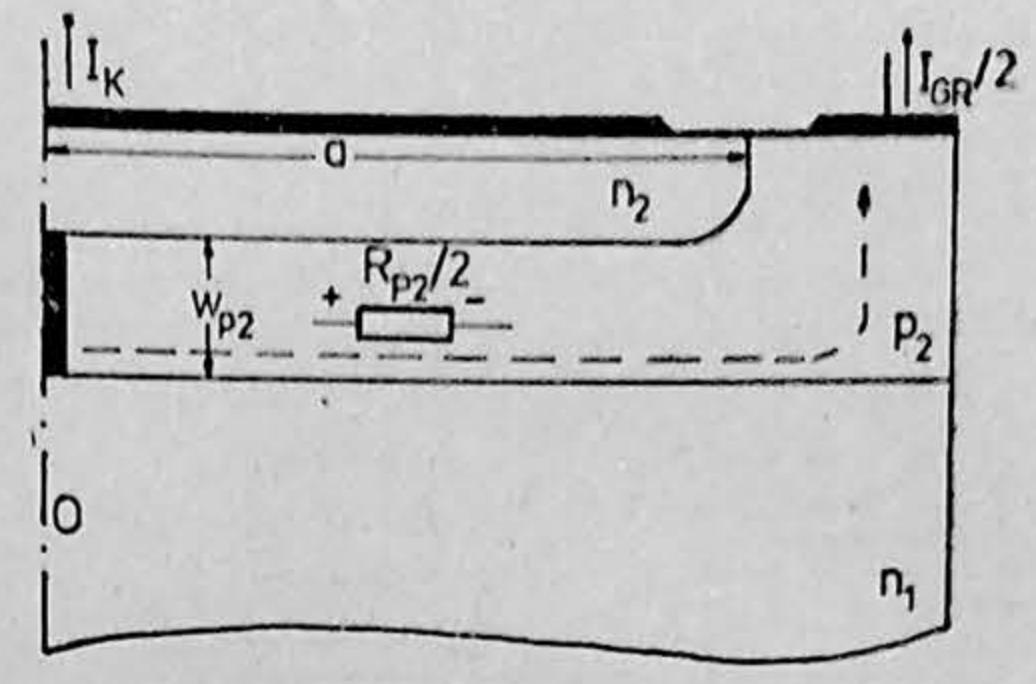


Fig. 3.4. Model al structurii din figura 3.3 pentru deducerea relației (3.2).

raport cu terminalul de catod (K), rezultă implicit că cele două contacte adiacente ale porții (G) extrag aceeași cantitate de curent, egală cu ($I_{GR}/2$). Tensiunea de străpungere poartă catod BV_{GK} se exprimă în acest caz prin (figura 3.4) :

$$(I_{GRM}/2) : (R_{p2}/2) = BV_{GK} \tag{3.1}$$

din care rezultă :

$$I_{GRM} = \frac{4}{R_{p2}} BV_{GK} \tag{3.2}$$

unde : R_{p2} este rezistența laterală a bazei p_2 (vezi § 1.5.3.1).

Utilizînd în (3.2) definiția (1.22) a factorului de cîștig la blocare G_{off}, expresia curentului I_{TQRM} rezultă sub forma [2] [5] [6] :

$$I_{TQRM} = 4G_{off} \frac{BV_{GK}}{R_{p2}} \tag{3.3}$$

Curentul anodic maxim-controlabil de poartă (I_{TQRM}) este direct proporțional cu tensiunea de străpungere a joncțiunii poartă-catod BV_{GK} și invers proporțional cu rezistența laterală a bazei p_2 (R_{p2}). Prin intermediul parametrilor G_{off}, BV_{GK} și R_{p2}, curentul I_{TQRM} depinde *direct* de parametrii tehnologici principali ai structurii *pnpn*.

Sporirea valorii curentului I_{TQRM} în dispozitivele *GTO* implică micșorarea rezistenței laterale R_{p2}, exprimată de relația (vezi 1.5.3.1) :

$$R_{p2} = \underbrace{(2a/b)}_{1}\underbrace{(\bar{\rho}_{p2}/W_{p2})}_{2} = \underbrace{(2a/b)}_{1} \cdot \underbrace{R_{\square P}}_{2} \tag{3.4}$$

unde : a, b, W_{p2} au semnificațiile din figura 3.3, iar ρ_{p2} reprezintă rezistivitatea medie a stratului p_2 (vezi relația 1.69). Termenul notat cu **1** depinde exclusiv de geometria catodului, în timp ce termenul **2** este determinat numai de parametrii tehnologici ai joncțiunii poartă-catod (vezi figura 3.2).

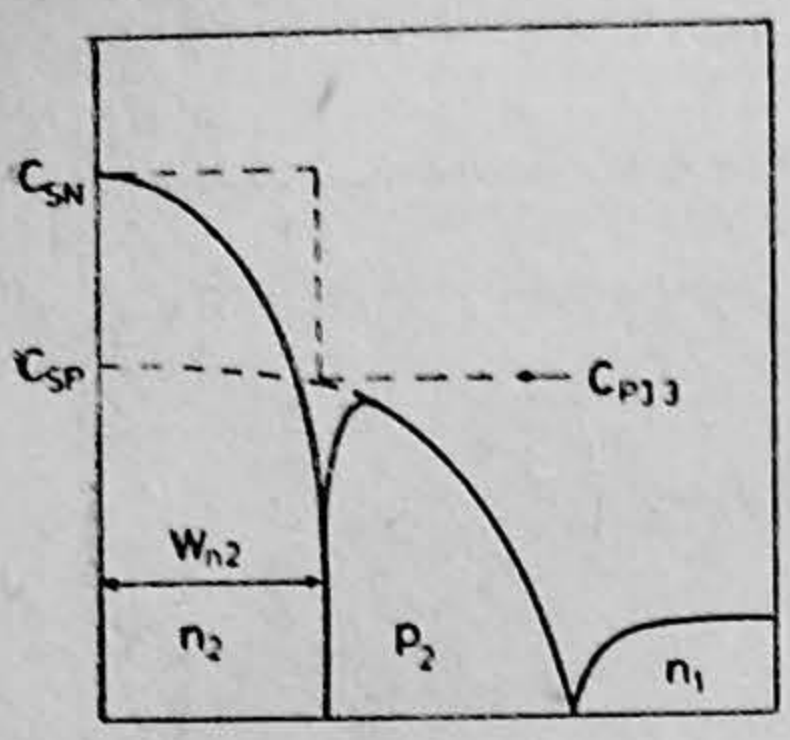


Fig. 3.5. Model al distribuției de impurități la joncțiunea de catod a unui tiristor *GTO* (vezi și figura 3.2).

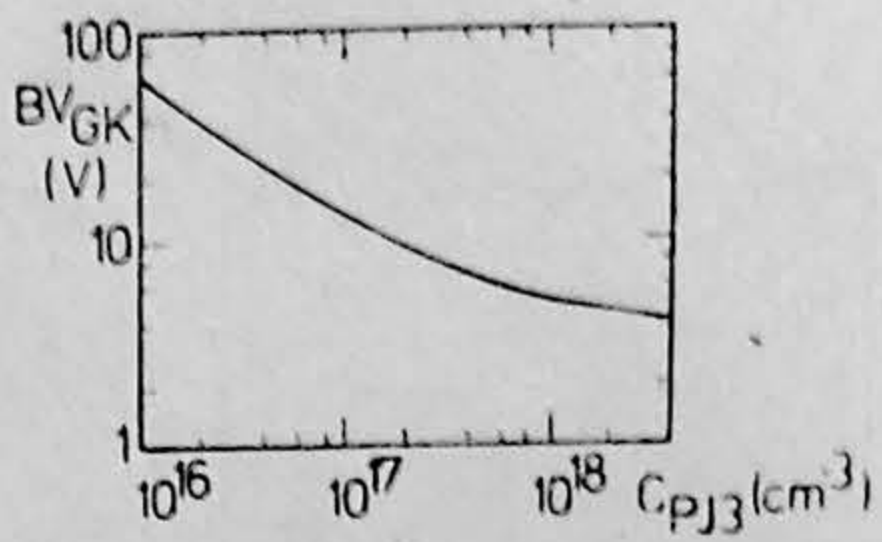


Fig. 3.6. Tensiunea de străpungere BV_{GK} a joncțiunii poartă-catod în funcție de parametrul C_{PJ3} (vezi figura 3.5).

Din (3.4) rezultă că micșorarea rezistenței R_{p2} se poate obține pe două căi [5] [6] :

1) Diminuarea valorii termenului (1), ceea ce se realizează prin proiectarea unui catod lung și subțire (*a* mic, *b* mare, figura 3.3). Limitările acestei soluții sînt dictate doar de rezoluția procesului fotolitografic.

2) Reducerea valorii termenului (2), ceea ce implică realizarea unei baze p_2 groase (W_{p2} mare) și puternic dopate cu impurități ($\bar{\rho}_{p2}$ mic). Dezavantajele acestei soluții sînt : *a*) scăderea inerentă a cîștigului în curent α_{npn} (vezi § 3.2.2), deci a factorului de cîștig G_{off} (vezi relația 1.21), ceea ce limitează implicit valoarea curentului I_{TQRM} (vezi relația 3.3) ; *b*) reducerea tensiunii de străpungere BV_{GK} (vezi figura 3.6), ceea ce afectează parametrul I_{TQRM}.

Tensiunea de străpungere în avalanșă BV_{GK} este determinată de profilul de impurități al joncțiunii J_3 (figura 3.5). Pentru adîncimi reduse ale stratului de catod n_2 ($W_{n2} < 15$ μm), acest profil de impurități poate fi aproximat printr-o joncțiune abruptă, asimetrică n^+p (figura 3.5 și § 3.5.3.1), a cărei tensiune de străpungere este determinată de concentrația de impurități din stratul slab dopat (baza p_2). Nivelul de impurități din baza p_2 se aproximează în aceste cazuri prin valoarea C_{PJ3} (figura 3.5), care este concentrația de impurități a stratului p_2, extrapolată la joncțiunea J_3 [3] [4]. Tensiunea de străpungere în avalanșă a joncțiunii poartă-catod (J_3) se aproximează prin relația (2.2), în care se utilizează valoarea concentrației C_{PJ3}.

Variația tensiunii BV_{GK} în funcție de valorile caracteristice ale concentrației C_{PJ3} din baza p_2 este trasată în figura 3.6. Se remarcă faptul că, pentru valori tipice ale parametrului C_{PJ3} din tiristoare, situate în jur de $\sim 10^{17}$ atomi/cm^3, tensiunea de străpungere BV_{GK} predictată teoretic este de 7 V...20 V. Valoarea tensiunii BV_{GK} poate fi mărită prin reducerea concentrației C_{PJ3} (figura 3.5), ceea ce conduce însă la sporirea rezistenței R_{p2}, deci implicit la diminuarea curentului I_{TQRM} (vezi relațiile 3.3 și 3.4) [5] [6].

Creșterea tensiunii BV_{GK} în structuri planare se obține prin manipularea profilului concentrației de impurități din baza p_2. În dispozitive *GTO* de putere, configurația poartă-catod se realizează în variantă *mesa*, ceea ce permite mărirea tensiunii BV_{GK} (vezi figura 3.2 și § 3.3.3.4). Controlul rigusos al profilului uniform al bazei p_2, realizate prin *creștere epitaxială* (vezi §3.3.4), permite obținerea unor tensiuni de străpungere BV_{GK} superioare valorilor tipice pentru bazele p_2 difuzate (la valori comparabile ale rezistivității medii ρ_{p2}). Creșteri substanțiale ale tensiunii BV_{GK} se obțin în tiristoare *GTO* cu poartă îngropată (vezi §4.3.4).

Din cele prezentate rezultă că rezistența laterală a bazei p_2 (R_{p2}) și tensiunea de străpungere a joncțiunii poartă-catod (BV_{GK}) sînt strîns interdependente prin intermediul rezistenței pe pătrat $R_{\square P}$. Încercarea de mărire a parametrului I_{TQRM} prin diminuarea rezistenței $R_{\square P}$ (relațiile 3.3 și 3.4) conduce inerent la scăderea tensiunii BV_{GK} (figura 3.6), astfel încît **efectul global rezultant este o limitare a valorii curentului comutat** (I_{TQRM}). Pentru fiecare tip de structură *GTO*, **creșterea curentului** I_{TQRM} **implică minimizarea rezistenței** R_{p2} **simultan cu maximizarea tensiunii** BV_{GK}. Relaxarea corelației rigide dintre curentul I_{TQRM} și parametrii joncțiunii de catod (BV_{GK}, R_{p2}) se realizează în **tiristoarele** *GTO* **cu două nivele de interdigitare** (*TIL GTO*, vezi § 4.4).

3.2.2. Controlul cîștigului la blocare G_{off}

Într-un model de prim ordin, cîștigul în curent la blocare G_{off} depinde de parametrii structurii verticale a tiristoarelor *GTO* prin relația (1.21). Pentru a maximiza factorul G_{off}, suma celor doi α trebuie să fie apropiată de unitate ($\alpha_{npn} + \alpha_{pnp} \simeq 1$) în condițiile menținerii cîștigului în curent α_{npn} al tranzistorului *npn* la un nivel cît mai ridicat, ceea ce implică valori reduse ale factorului α_{pnp}. Factorul de cîștig în curent α al unui tranzistor este determinat de eficiența de injecție a emitorului γ_E și factorul de transport în bază α_T [1] [2] [9]:

$$\alpha = \gamma_E \cdot \alpha_T \tag{3.5}$$

3.2.2.1. Factorii limitativi ai cîștigului α_{npn}

Maximizarea factorului de cîștig în curent α_{npn} este condiționată — conform relației (3.5) — de realizarea tranzistorului *npn* component al structurii *pnpn* (figura 3.7) cu valori ale eficienței de injecție γ_{J3} și ale factorului de transport în bază α_{Tp} apropiate de unitate (*1*). Mărimile menționate se exprimă simplificat prin relațiile [1] [2] [9]:

$$\gamma_{J3} = \frac{1}{1 + \frac{\bar{\rho}_{n2}}{\bar{\rho}_{p2}} \cdot \frac{W_{p2}}{L_{E2}}} \tag{3.6}$$

$$\alpha_{Tp} = \text{sech}\ (W_{p2}/L_n) \simeq 1 - (W_{p2}^2/2L_n^2) \tag{3.7}$$

unde: $\bar{\rho}_{n2}$ și $\bar{\rho}_{p2}$ sînt rezistivitățile medii ale straturilor n_2, respectiv p_2 (figura 3.7), W_{p2} este grosimea bazei p_2, L_{E2} este lungimea de difuzie a golurilor în emitorul de catod n_2, $L_n = \sqrt{D_n \cdot \tau_n}$ este lungimea de difuzie a electronilor în baza p_2.

Din relațiile (3.6) și (3.7) rezultă că maximizarea eficienței de injecție γ_{J3} și a factorului de transport α_{Tp} este condiționată de realizarea unei baze p_2 subțiri (W_{p2} mic) și slab dopate cu impurități ($\bar{\rho}_{p2}$ mare), precum și a unui emitor pe catod n_2 puternic dopat ($\bar{\rho}_{n2}$ redus). Mărirea rezistenței pe pătrat a bazei

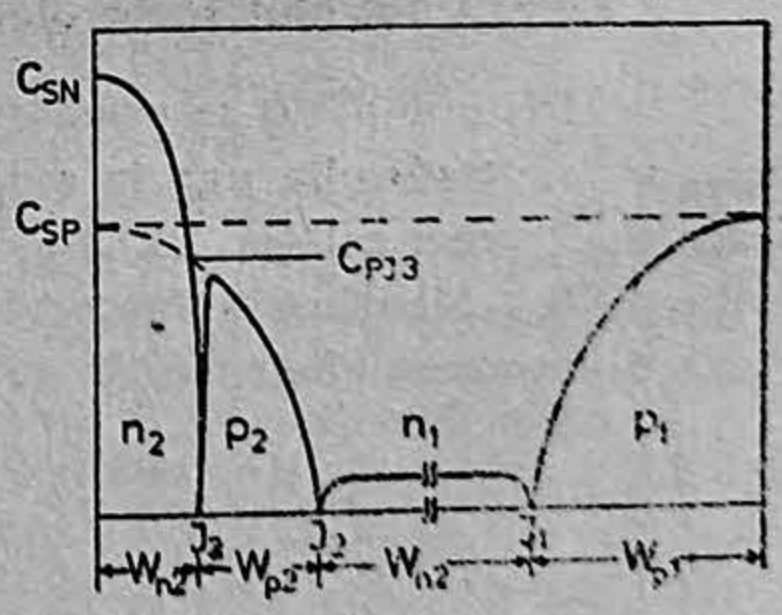


Fig. 3.7. Reprezentarea schematică a profilului de impurități într-un tiristor.

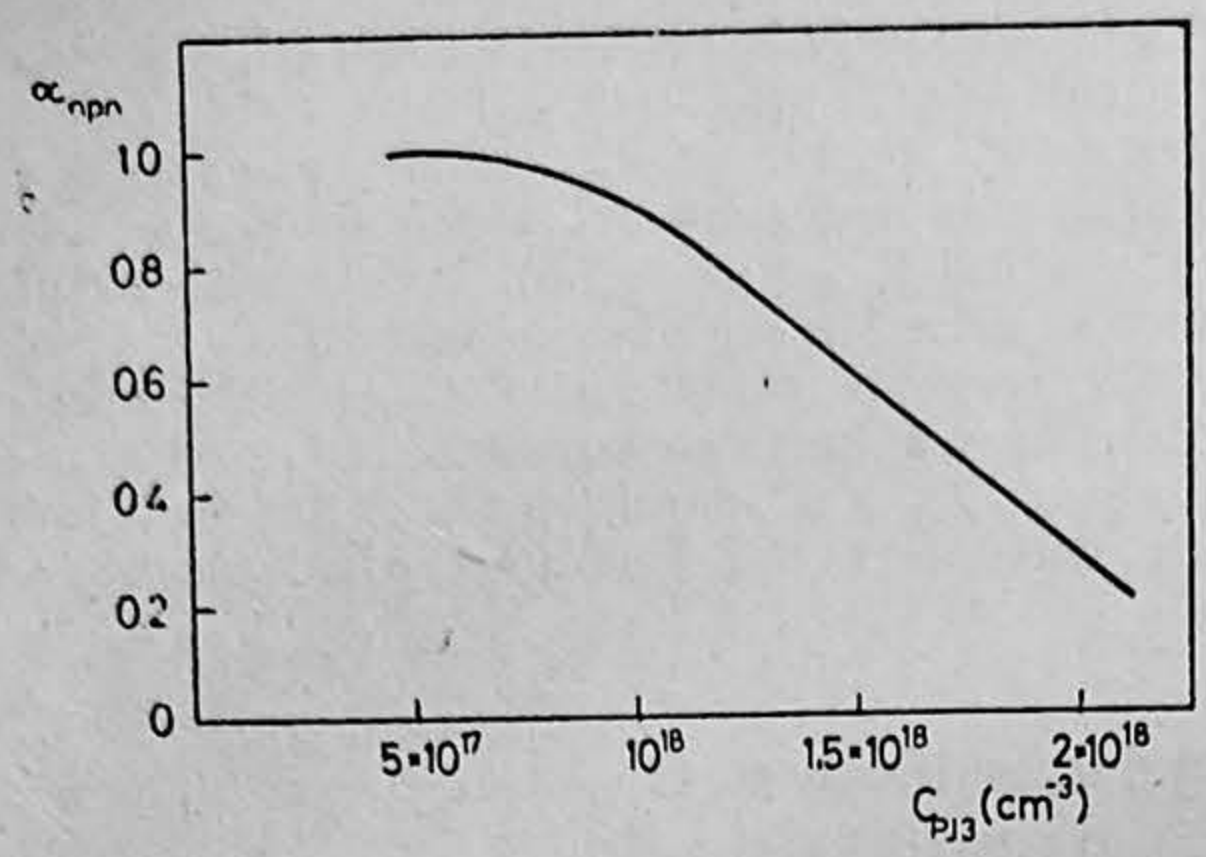


Fig. 3.8. Dependența factorului de cîștig în curent α_{npn} de concentrația de impurități C_{PJ3} (figura 3.5 și 3.7) pentru un tiristor *GTO* experimental.

p_2 ($R_{\square P} = \bar{\rho}_{p2}/W_{p2}$) este însă în contradicție cu condiția maximizării curentului anodic I_{TQRM} (vezi § 3.2.1). Creșterea parametrului $R_{\square P}$ conduce la amorsări localizate și profund neuniforme ale catodului n_2 (vezi § 2.5), precum și la diminuarea fiabilității tiristoarelor *GTO* în cursul blocării pe poartă (vezi § 2.9).

Limitarea impusă asupra valorii factorului α_{npn} de concentrația C_{PJ3} (vezi figurile 3.5 și 3.7) este ilustrată în figura 3.8 pentru un tiristor *GTO* experimental [3] [4]. Se remarcă faptul că sporirea concentrației C_{PJ3} peste $\sim 10^{18}$ cm^{-3} — în scopul creșterii curentului I_{TQRM} — determină scăderea marcantă a cîștigului α_{npn}, în principal datorită diminuării eficienței de injecție (3.6). Micșorarea factorului α_{npn} are ca efect scăderea cîștigului la blocare G_{off} și a vitezei de amorsare, precum și creșterea căderii de tensiune în direct V_{TM}. Cauza principală a creșterii căderii de tensiune în direct V_{TM} pe tiristoare la valori $C_{PJ3} > 10^{18}$ cm^{-3} o constituie ieșirea din saturație a tranzitorului *npn* component al structurii *pnpn*. Creșterea căderii de tensiune V_{TM} odată cu scăderea factorului α_{npn} are ca rezultat sporirea excesivă a puterii disipate în starea *ON*, ceea ce limitează capabilitatea în suprasarcină a unui dispozitiv *GTO*, deci implicit și valoarea curentului I_{TQRM} [3]—[6].

Utilizarea tehnicilor de reducere a timpilor de viață ai purtătorilor minoritari (vezi § 3.4.3) în scopul micșorării timpilor de blocare ai tiristoarelor *GTO* conduce inerent la diminuarea lungimii de difuzie L_n, deci și a factorului de transport (3.7) în baza tranzistorului *npn*.

3.2.2.2. Controlul factorului de cîștig α_{npn}

În tiristoare *GTO* se urmărește diminuarea factorului de cîștig în curent α_{pnp} al tranzistorului *pnp* în scopul [2] — [6] : a) creșterea cîștigului la blocare G_{off} (vezi relația 1.21.) ; b) micșorării timpului de blocare (vezi relația 2.73.). Menținerea factorului α_{pnp} la o valoare scăzută se efectuează prin diminuarea eficienței de injecție γ_{j1} a emitorului p_1 [1] [2] [9] :

$$\gamma_{J1} = \frac{1}{1 + \frac{\bar{\rho}_{p1}}{\bar{\rho}_{n1}} \cdot \frac{W_{n1}}{L_{E1}}} \tag{3.8.}$$

și/sau a factorului de transport α_{Tn} în baza n_1 :

$$\alpha_{Tn} = \operatorname{sech}(W_{n1}/L_p) \simeq 1 - (W_{n1}^2/2L_p^2) \tag{3.9.}$$

unde : $\bar{\rho}_{n1}$ și $\bar{\rho}_{p1}$ sînt rezistivităţile medii ale straturilor n_1, respectiv p_1 (figura 3.7.), W_{n1} este grosimea bazei n_1, $L_p = \sqrt{D_p \cdot \tau_p}$ și L_{E1} sînt lungimile de difuzie ale purtătorilor minoritari în baza n_1, respectiv în emitorul p_1.

La o valoare prestabilită a grosimii bazei n_1 (W_{n1}), diminuarea factorului (3.9.) poate fi obţinută prin reducerea lungimii de difuzie L_p, utilizîndu-se în acest scop tehnicile de micşorare ale timpului de viaţă (vezi §.3.4.3.). Eficienţa de injecţie (3.8.) poate fi redusă prin micşorarea rezistenţei pe pătrat a bazei n_1 (ρ_{n1}/W_{n1}) şi/sau prin mărirea raportului ($\bar{\rho}_{p1}/L_{E1}$). Prima soluţie, care reclamă realizarea unei baze n_1 groase şi/sau puternic dopate, nu este practică, deoarece parametrii stratului n_1 sînt determinaţi de tensiunile de blocare în direct/invers prestabilite. Cea de a doua soluţie presupune realizarea unui emitor p_1 subţire şi /sau slab dopat cu impurităţi, ceea ce degradează însă viteza de amorsare şi caracteristicile de conducţie în direct ale tiristoarelor *GTO*.

Micşorarea factorului α_{pnp} în tiristoare *GTO* se realizează în prezent prin implementarea şunturilor de anod (vezi § 1.5.3.2). Această soluţie are ca efect şi diminuarea timpului de blocare pe poartă al dispozitivelor (vezi §.4.3.3.). Implementarea şunturilor de anod presupune utilizarea fotolitografiei în realizarea emitorului p_1. În consecinţă, tiristoarele cu şunturi de anod se realizează cu difuzii de bor ca impuritate de tip p, deoarece galiul nu este mascat de oxid (vezi §.3.3.2.).

3.3. TEHNOLOGIA DE BAZĂ PENTRU REALIZAREA STRUCTURII *pnpn*

3.3.1. Substratul de siliciu

Rezistivitatea, grosimea, tipul şi metoda de obţinere a substratului de siliciu constituie factori primordiali care determină performanţele electrice globale ale tiristoarelor, inclusiv ale dispozitivelor *GTO*. **Rezistivitatea** plachetei este impusă de valorile prestabilite ale tensiunilor de străpungere în direct/invers (vezi §2.2 şi §2.3). **Grosimea** substratului, determinată de tensiunea maximă de blocare în direct/invers a structurii *pnpn*, controlează valoarea căderii de tensiune în conducţie directă, viteza de comutare şi fiabilitatea electrotermică a dispozitivelor (vezi § 2.5— § 2.10). **Tipul** plachetei iniţiale (*n* sau *p*) dictează etapele principale ale fluxului tehnologic. **Metoda de obţinere a lingoului de siliciu** (*Czochralski* sau *zonă flotantă*) este hotărîtoare în ceea ce priveşte performanţele electrice globale ale dispozitivelor.

În fabricarea tiristoarelor de putere se utilizează plachete de siliciu cu rezistivităţi de 50 ohm·cm. pînă la 300 ohm·cm. şi grosimi cuprinse în gama 300 μm...1 000 μm. Siliciul *n* este preferat celui de tip *p* atît din considerente tehnologice (vezi §.3.2.2.), cît şi datorită mobilităţii mai mari a purtătorilor majoritari (electroni) în substratul *n*, care se oglindeşte în viteza de comutare a dispozitivului finit, **Orientarea cristalografică** a siliciului utilizat în realizarea tiristoarelor este de <111> [1] [2].

Tiristoarele performante utilizează aproape exclusuv siliciu obţinut prin metoda „*zonei flotante*" (**FZ** = ***Float Zone***). Siliciul *n* şi *p* de rezistivitate dorită (vezi figurile 1.39. şi 1.40.), este obţinut prin doparea materialului *FZ* cu impurităţi donoare (fosfor), respectiv acceptoare (bor). Rezistivitatea si-

liciului obținut prin metoda Czochralski (*CZ*) nu depășește 50 ohm·cm., ceea ce constituie un impediment major în realizarea tiristoarelor de tensiuni ridicate. Motivul principal pentru care siliciul *CZ* nu este utilizat în fabricarea tiristoarelor îl constituie însă concentrația relativ ridicată de carbon și oxigen (cu un ordin de mărime mai mare decît în siliciul *FZ*) din materialul semiconductor, datorată specificului metodei *CZ* [2] [12]. Prezența carbonului și a oxigenului în siliciu degradează capabilitatea de blocare în tensiune a dispozitivelor. Localizarea conducției curentului direct în regiunile de prezență a elementelor menționate conduce la formarea „*zonelor fierbinți*" în placheta de siliciu, deci la deteriorarea fiabilității electrotermice în funcționarea tiristoarelor [1] [2].

Siliciul *FZ* obținut pe baza tehnicilor convenționale prezintă variații zonale substanțiale ale rezistivității (de pînă la 25%). Utilizarea siliciului *FZ* cu astfel de anizotropii pronunțate se traduce prin degradarea caracteristicilor de blocare în direct/invers și a celor de conducție directă a tiristoarelor [1] [2] [13].

Tiristoarele performante utilizează în prezent siliciu dopat prin *transmutare neutronică* (**NTD** = **N***eutron* **T***ransmutation* **D***oping*) [1] [2]. În cadrul tehnicii *NTD*, siliciul *FZ* de mare rezistivitate (>1 000 Ω·cm.) este expus fluxului de neutroni dintr-un reactor nuclear. Absorbția neutronilor de către siliciu (izotopii ^{28}Si, ^{29}Si și ^{30}Si) are ca rezultat convertirea izotopului ^{30}Si și fosfor (^{31}P). Siliciul rezultant în urma acestei proceduri este dopat omogen cu fosfor. Prin controlul riguros al intensității fluxului de neutroni și a timpului de expunere în reactor, se obține siliciu de calitate, care prezintă variații reduse ale rezistivității în plan transversal și longitudinal (sub ~ 3%) [1] [2] [13[.

Tiristoarele se fabrică pe plachete cu diametre între un *inch* (25,4 mm) și 4 *inch* (101,6 mm). Pe o singură plachetă sînt fabricate cîteva zeci de structuri (tiristoare) de medie putere care, în final sînt decupate și încapsulate. Creșterea capabilității în curent mediu a unui tiristor cu ~ 100 A necesită de regulă, o mărire a ariei utile de conducție a curentului în direct cu ~ 1 cm^2. Ca urmare, pe o plachetă de siliciu de 2 pînă la 4 *inch* (~ 50 mm... ~ ~ 100 mm) se realizează *un singur dispozitiv* de curenți mari (600 A... ...3 000 A). În consecință, calitatea și izotropia substratului de siliciu utilizat în fabricarea tiristoarelor de curenți mari joacă un rol esențial în determinarea randamentelor de producție și a performanțelor electrice globale ale dispozitivelor finite.

Plachetele utilizate sînt lustruite mecano-chimic. În urma acestui proces, rugozitatea plachetelor este mai mică de 0,1 μm. În scopul îndepărtării de pe suprafață a substanțelor organice reziduale, a oxizilor și a ionilor metalici, plachetele sînt spălate în apă regală și apă deionizată.

3.3.2. Realizarea joncțiunilor difuzate ale structurii *pnpn*

3.3.2.1. Aspecte generale

Straturile *p* și *n* ale tiristoarelor sînt realizate prin difuzii de impurități în substratul de siliciu. Procesul de transport al impurităților acceptoare și donoare în substratul de siliciu are loc în cuptoare de difuzie la temperaturi înalte (900°C...1 250°C).

Pentru realizarea straturilor semiconductoare de tip *p* sînt utilizate impurități acceptoare (elemente din coloana a treia a tabelului periodic) : *borul* (**B**), *galiul* (**Ga**) și *aluminiul* (**Al**). Din compararea coeficienților de difuzie D (în cm^2/s) ai celor trei elemente (figura 3.9.) rezultă că un avantaj distinct al aluminiului îl constituie viteza sa de penetrare (**rata de difuzie**) în siliciu mult superioară celei a borului, ceea ce se traduce printr-un timp redus de difuzie : valoarea coeficientului de difuzie al aluminului este practic de peste cinci ori mai mare decît cea a borului la temperaturi de difuzie tipice (1 200°C...1 250°C). Ca urmare, o joncțiune p^+n cu adîncimea de ~100 μm, tipică pentru tiristoarele de tensiuni înalte (⩾ 2 000 V) poate fi realizată printr-o difuzie de aluminiu la $T = 1\,200°C$ în 98 de ore (aproximativ patru zile), în timp ce obținerea aceleiași adîncimi de joncțiune prin difuzia cu bor ar dura **556 ore** (**circa 23 de zile !**) [13]. Ca urmare, utilizarea aluminiului și galiului ca difuzanți de tip *p* micșorează substanțial ciclul de fabricație al tiristoarelor. Un alt avantaj al utilizării aluminiului și galiului — în comparație cu borul — derivă din faptul că raza atomilor acestor elemente este comparabilă cu cea a siliciului (vezi Tabelul 3.1.). În consecință, introducerea atomilor de Ga și Al în siliciu distorsionează minimal

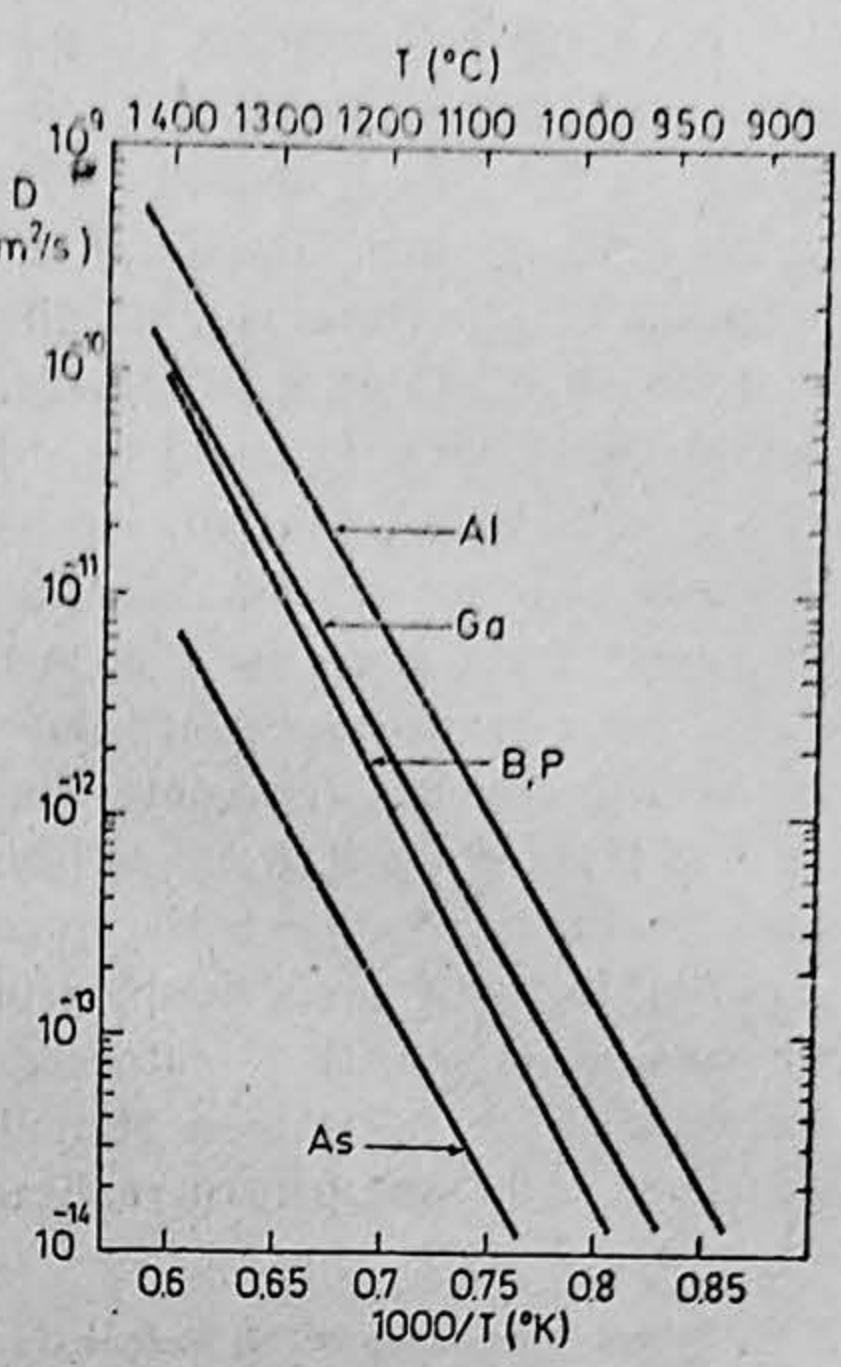


Fig. 3.9. Dependența de temperatură a coeficienților de difuzie D în siliciu al impurităților utilizate în fabricația tiristoarelor.

Tabelul 3.1. **Razele atomilor pentru diferite impurități utilizate în siliciu**

Elementul	Si	Al	Ga	B	P	As	Au
Raza atomului (Å)	1,18	1,26	1,26	0,88	1,10	1,18	1,5

rețeaua cristalină a semiconductorului-gazdă, ceea ce se traduce prin tensiuni mecanice reduse [2] [13]. Aluminiul prezintă ca avantaj suplimentar faptul că nu formează compuși intermetalici cu siliciul [10] — [13]. Utilizarea difuziei de aluminiu în *tub închis* permite obținerea unor profiluri de impurități avînd valori reduse ale gradientului și concentrației de suprafață a stratului difuzat C_{SP} (vezi figura 3.7.). Un asemenea profil de impurități facilitează obținerea unor tensiuni înalte de blocare ale joncțiunilor J_1 și J_2 (vezi §.3.5.). **În fabricația tiristoarelor de tensiuni înalte (⩾ 2 000 V) se utilizează în mod curent difuzia combinată de galiu și aluminiu.**

Borul (**B**) este utilizat ca difuzant de tip p în principal pentru realizarea structurilor planare ; zonele de tip p, care urmează a fi realizate prin difuzia de bor, pot fi delimitate precis cu ajutorul măştilor din oxid, în timp ce nici galiul, nici aluminiul nu sînt mascaţi de bioxidul de siliciu (vezi §.3.3.3.3.). **Dezavantajul** difuziei de bor *-stress*-ul introdus în reţeaua cristalină a siliciului, este utilizat cu efect benefic în tratamentele de *getterizare* (vezi §.3.4.). Procesul de difuzie al borului este mai simplu decît cel al aluminiului sau galiului, iar nivelul de defecte introdus în siliciu poate fi menţinut în limite tolerabile. Ca urmare, borul este frecvent utilizat pentru formarea stratului de anod p_1 al tiristoarelor.

Pentru realizarea straturilor semiconductoare de tip n sînt utilizate impurităţi donoare (elemente din coloana a cincea a tabelului periodic) : *fosforul* (**P**) şi *arseniul* (**As**). Coeficientul de difuzie D, deci rata de penetrare a fosforului în siliciu este de aproximativ zece ori mai mare decît cea a arseniului, în toată gama temperaturilor de interes pentru difuzie (figura 3.9.) Ca urmare, straturile de catod n_1 se realizează, de regulă, prin difuzie de fosfor, ceea ce micşorează timpul afectat acestui pas tehnologic. Difuzia de *As* se utilizează pentru realizarea joncţiunilor n^+p de adîncimi reduse ($x_j = 1 \ldots 5$ μm).

Dimensiunea atomului de fosfor este diferită de cea a siliciului (tabelul 3.1). Ca urmare, prezenţa fosforului induce tensionări şi defecte în reţeaua cristalină a siliciului. Ca şi în cazul borului, defectele induse de fosfor în siliciu pot avea efecte de *gettterizare* (vezi (§ 3.4.2) [1]—[4] [9]—[12].

Profilul de impurităţi (figura 3.10) obţinut în urma difuziei dintr-o **sursă de dopare infinită** (care nu se consumă în cursul difuziei) este descrisă de *funcţia complementară de eroare* (*erfc*) :

$$C(x,\ t) = C_0 \cdot erfc \cdot (x/2\sqrt{Dt}) - C_B \qquad (3.10)$$

în timp ce în urma difuziei dintr-o **sursă de dopare finită** profilul de impurităţi are o *formă Gaussiană* :

$$C(x,\ t) = C_0 \cdot exp(-x^2/4Dt) - C_B \ . \qquad (3.11)$$

unde [1] [2] [9] — [13] : C_B este concentraţia de impurităţi a substratului în care se efectuează difuzia, C_0 este concentraţia de impurităţi la suprafaţa stratului difuzat (C_S în figura 3.7.), D este coeficientul de difuzie al impurităţii utilizate (figura 3.9.), t este timpul de difuzie, x este coordonata curentă în direcţia efectuării difuziei, $C(x, t)$ este concentraţia de impurităţi într-un punct oarecare x din siliciu după un timp de difuzie t.

Profilul *erfc* este caracteristic difuziei dintr-o sursă *infinită*. În acest caz, concentraţia $C_0(C_s)$, obtenabilă la suprafaţa stratului difuzat, este *constantă*, adică independentă de timpul de difuzie t (figura 3.11, *a*). În cazul sursei *limitate* (*finite*), materialul dopant se consumă în timpul difuziei. În consecinţă, concentraţia difuzantului depus pe plachetă (concentraţia de suprafaţă C_0) *scade* odată cu creşterea timpului t (figura 3.11, *b*).

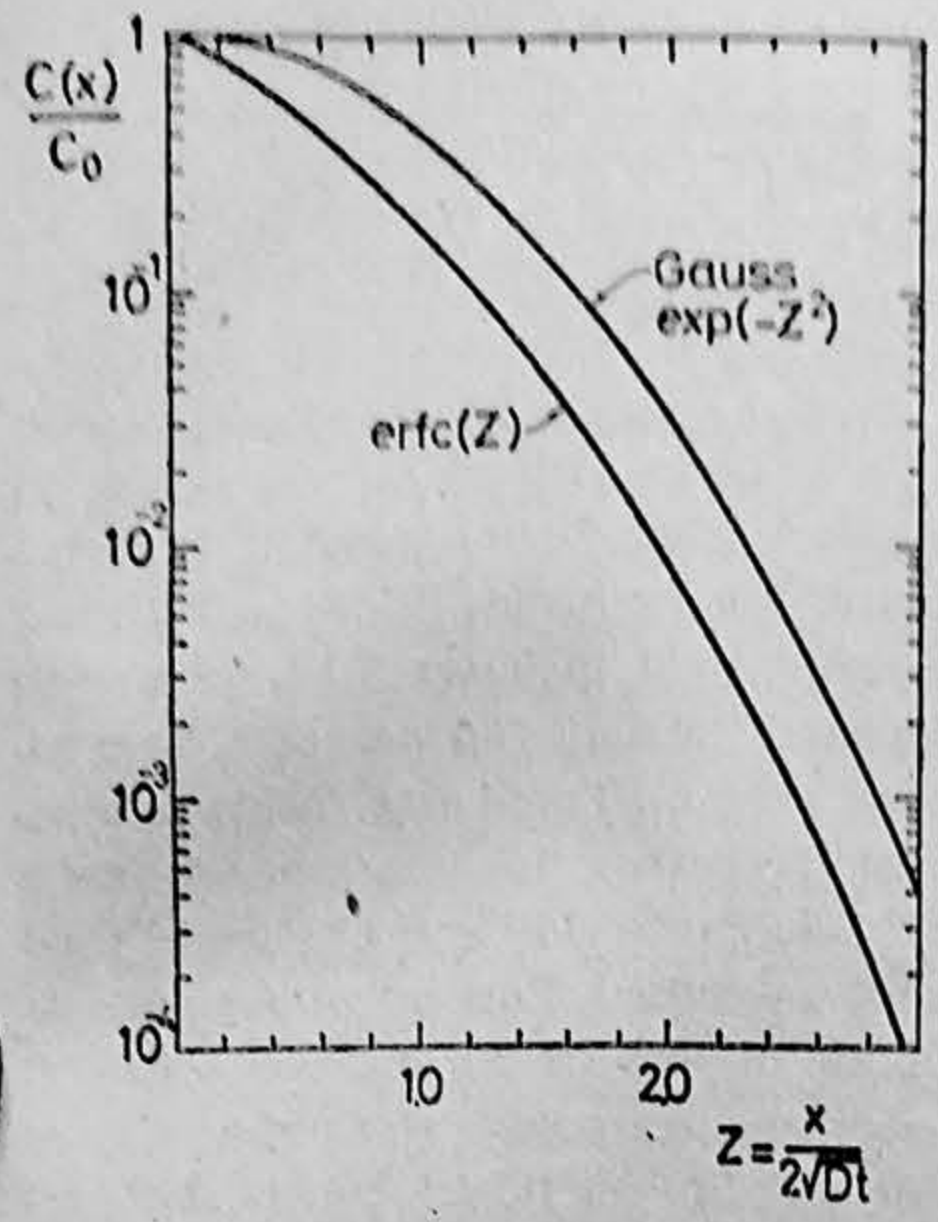


Fig. 3.10. Dependența concentrației normalizate de impurități (C/C_o) de distanța normalizată Z pentru funcția complementară de erori (*erfc*) și funcția *Gauss*.

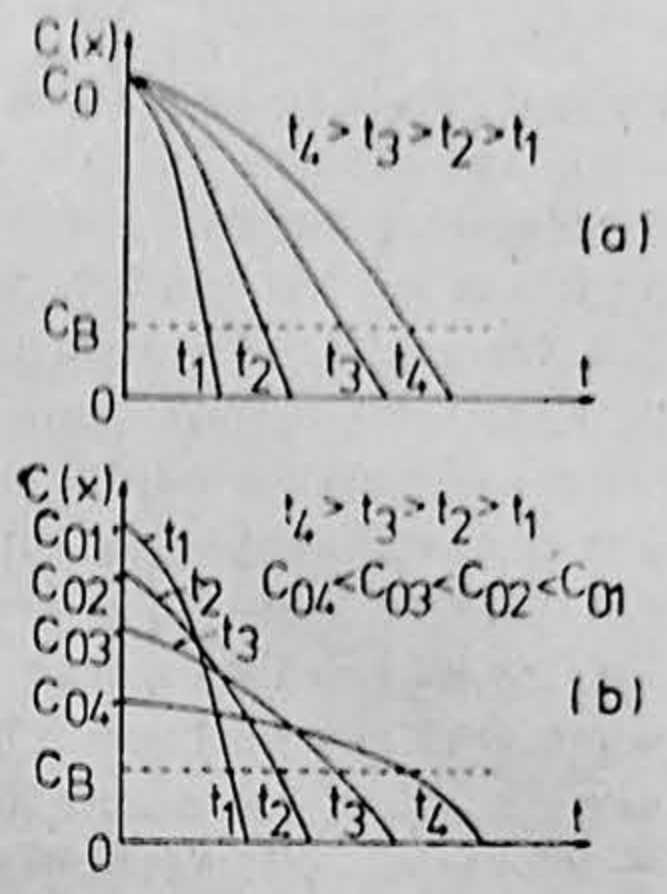


Fig. 3.11. Ilustrarea calitativă a profilului de impurități în cazul difuziei (*a*) dintr-o sursă constantă și (*b*) sursă limitată ca funcție a timpului de difuzie t.

Exceptînd regiunea stratului difuzat din apropierea suprafeței cu concentrația C_o, profilurile *erfc* și *Gauss* sînt asemănătoare (figura 3.10). Pentru $C(x, t) < (C_0/100)$, ambele profiluri pot fi aproximate prin distribuții exponențiale de forma [1] [13]:

$$C(x, t) = C_B(e^{-x/\sqrt{Dt}} - 1) \tag{3.12}$$

în care originea coordonatei $x(0)$ este la joncțiune ($x_j = 0$), iar stratul difuzat se extinde în direcția abscisei negative.

Difuziile sînt adesea efectuate în două trepte: 1) **predepunerea** dopantului pe suprafața plachetei („*predeposition*"); **difuzia propriu-zisă** sau **redistribuirea** („*drive-in diffusion*" sau „*redistribution diffusion*"). Lungimea de difuzie ($\sqrt{D \cdot t}$) în prima fază este mult inferioară celei din etapa de redistribuire [10] — [12].

3.3.2.2. Difuziile de tip *p*

Prima etapă tehnologică importantă în fabricarea tiristoarelor o constituie realizarea structurii *pnp* prin difuzia impurităților acceptoare pe ambele fețe ale plachetei *n* (figura 3.1.). Utilizarea galiului (Ga) sau/și a aluminiului (*Al*) ca dopant de tip *p* permite obținerea joncțiunilor p^+n relativ adînci (între ~ 50 μm și ~ 140 μm, vezi figurile 1.32 și 4.43) într-un timp

Fig. 3.12. Principiul difuziei în tub închis.

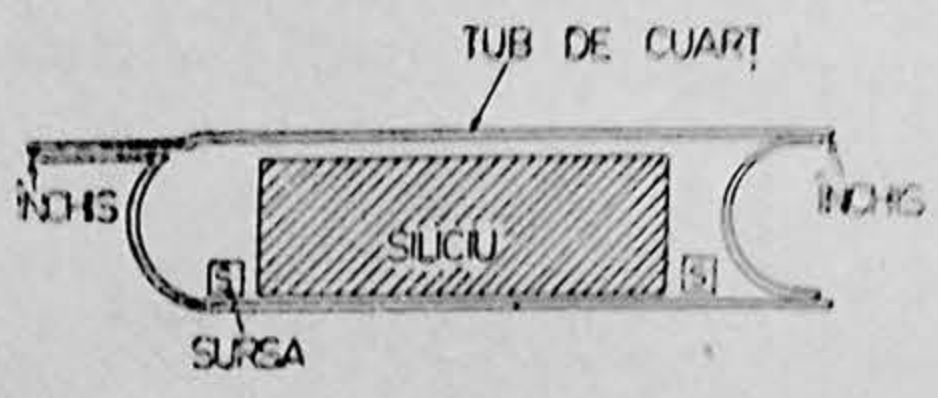


Fig. 3.13. Principiul difuziei în tub deschis.

de procesare rezonabil (vezi valoarile coeficienților D în figura 3.9). Procesul de difuzie se efectuează în *tub închis* sau în *tub deschis* [1] [2] [8] — [12].

Procesul de difuzie în tub închis este ilustrat în figura 3.12. Plachetele de siliciu sînt plasate împreună cu dopantul într-un tub de cuarț, care ulterior este vidat și umplut cu un gaz inert (argon). Tubul este închis și introdus într-un cuptor de difuzie pentru procesare la temperaturi înalte ($\sim$ 1 200°C). După încheierea difuziei, tubul este deschis, plachetele fiind extrase și pregătite pentru următoarele operație. Concentrația tipică de suprafață C_{SP} (vezi figura 3.7.) a aluminiului difuzat în tub închis la $\sim$ 1 250°C este de $\sim 5 \times 10^{16}$ cm^{-3}; în aceleași condiții, pentru galiu se obține $C_{SP} \simeq$ $\simeq 8 \times 10^{18}$ cm^{-3}. **Avantajele principale** ale difuziei în tub închis sînt: reproductibilitatea procesului, minimizarea contaminării, uniformitatea repartiției impurităților în planul transversal al plachetei [1] [2] [10] — [12].

Difuzia în tub deschis (figura 3.13) permite efectuarea unui control riguros al concentrației de aluminiu la suprafață C_{SP} în gama 1×10^{16} cm^{-3}... 1×10^{19} cm^{-3}. În cadrul acestui procedeu, plachetele de siliciu sînt plasate într-un tub de cuarț, parcurs de un gaz purtător. Ca sursă dopantă se utilizează, de regulă, aluminiul metalic de puritate 99,9999%. La temperatura de difuzie ($\sim$ 1 200°C) se produce evaporarea aluminiului și transportul său spre plachete în fluxul de gaz purtător [1] [2].

În realizarea tiristoarelor cu tensiuni de blocare în direct/invers de $\geqslant$ 2 000 V se utilizează frecvent **difuzia combinată de galiu și aluminiu** (figura 3.14). Adîncimea joncțiunii finale p^+n este dictată de aluminiu, al

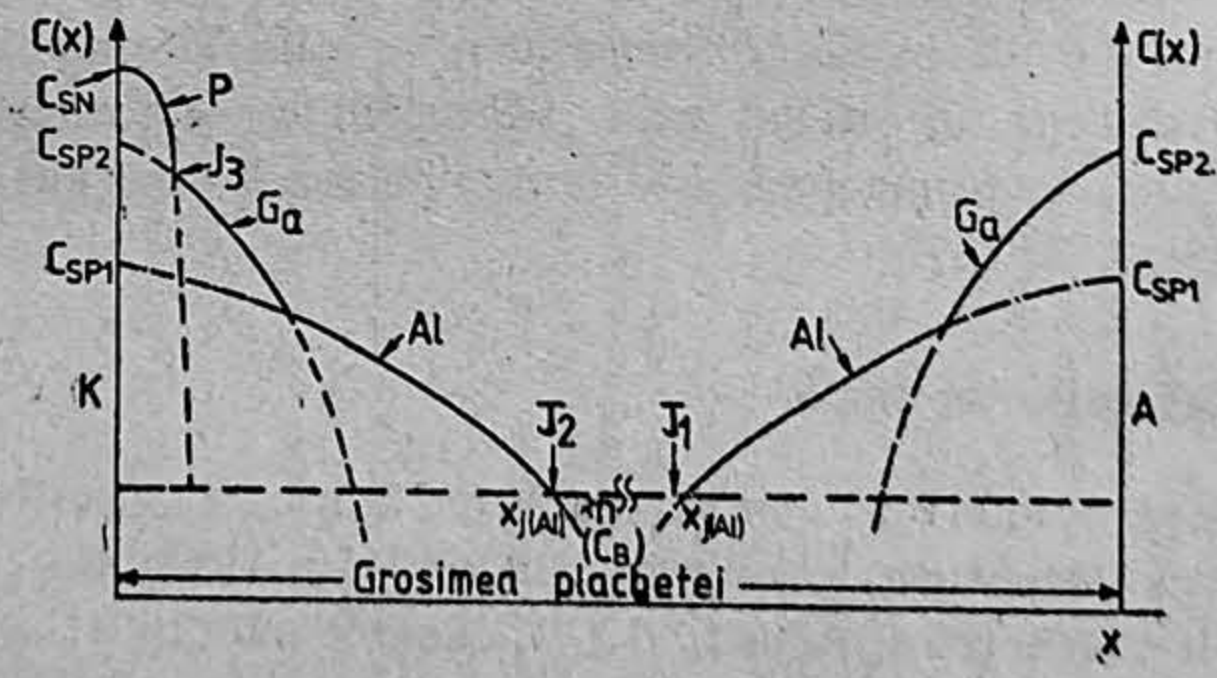


Fig. 3.14. Ilustrarea calitativă a profilului straturilor p în cazul dublei difuzii (de aluminiu și galiu).

cărui coeficient de difuzie D este superior celui al galiului (vezi figura 3.9). Gradientul relativ redus al impurităților la joncțiunea metalurgică difuzată (figura 3.14) favorizează obținerea tensiunilor înalte de blocare (vezi §.3.5.3.3.). Concentrația rezultantă la suprafața stratului difuzat C_{SP} (vezi figura 3.7) este dictată de galiu (C_{SP2}) care, de regulă, este cu două ordine de mărime mai mare decît cea a aluminiului C_{SP1} ($C_{SP1} \gg C_{SP1}$). Valoarea globală a rezistenței pe pătrat a bazei p_2 ($P_{\square P}$, relația 1.68) este diminuată de prezența concentrației ridicate de Ga în proximitatea joncțiunii de catod J_3 (figura 3.14). Depășirea pragului de $\sim 10^{18}$ cm^{-3} al concentrației de galiu la joncțiunea J_3 (C_{PJ3}, vezi figurile 3.5 și 3.7) are ca efect reducerea factorului de cîștig α_{npn} (vezi figura 3.8), a tensiunii de străpungere poartă-catod BV_{GK} (vezi figura 3.6) și creșterea căderii de tensiune în direct V_{TM} [2] — [4].

Secvențele de realizare a structurii *pnp* a tiristoarelor de tensiuni înalte (vezi figura 4.43) sînt următoarele. Difuzia de *Al* se efectuează la $\simeq$ 1 000°C timp de o oră. Adîncimea rezultantă a joncțiunilor p^+n este de $x_j \simeq 19$ μm, iar concentrația la suprafață de $C_{SP1} \simeq 10^{18}$ cm^{-3}. Difuzia de *Ga* se efectuează la $\simeq$ 1 250°C timp de 16 ore în tub închis. Ca dopant se utilizează galiu metalic sau o sursă de galiu-germaniu (*GaGe*). Adîncimea rezultantă a joncțiunii (x_{jAl}) este de $\sim$ 60...65 μm. Procesările ulterioare la temperaturi înalte (oxidări, difuzia de fosfor, etc.) determină redistribuirea galiului și a aluminiului : ca urmare, adîncimea finală a joncțiunilor J_1 și J_2 este de 90...110 μm (figura 3.14).

Depunerea borului (**B**) pe plachete se efectuează în tub deschis (figura 3.13.), utilizîndu-se surse solide (B_2O_3 sau nitrura de bor BN) sau lichide (BBr_3). În cursul depunerii, pe suprafața siliciului se formează sticla de bor (B_2O_3), care joacă efectiv rolul sursei de difuzie. După efectuarea difuziei, problema esențială constă în îndepărtarea „sticlei" (B_2O_3), a cărei rată de corodare în soluție de acizi este extrem de redusă. Soluția problemei constă în „*înmuierea*" sticlei de bor printr-o oxidare umedă de $\sim$ 1/2 oră la $\sim$ 800°C (vezi §.3.3.3.1.). Formarea unui strat subțire de oxid (SiO_2) *sub* sticla de bor (B_2O_3) facilitează îndepărtarea ulterioară a sticlei în acid fluorhidric (*HF*) [1] [2] [10] — [12].

Stratul difuzat cu bor are un profil *erfc* (vezi figura 3.10.), iar concentrația de suprafață atinge $C_{SP} = 4 \times 10^{20}$ cm^{-3} (vezi figura 3.7). Concentrația maximă *activă* a borului în siliciu este însă limitată la $\sim 5 \times 10^{19}$ cm^{-3} [12].

3.3.2.3. Difuziile de tip *n*

Depunerea (*predifuzia*) *de fosfor* se realizează în tub deschis din sursă de oxiclorură de fosfor ($POCl_3$) la temperatura de $\sim$ 1 150°C în gaz purtător (azot). Adăugarea oxigenului (O_2) produce pentaoxidul de fosfor (O_2O_5) care, în reacția cu siliciul, formează fosfosilicați. Sticla de fosfor astfel formată la suprafața siliciului joacă rolul sursei de difuzie. *Redistribuirea (difuzia)* se realizează în tub închis la $\sim$ 1 250°C timp de 5...6 ore. Profilul stratului difuzat este *erfc* (vezi figura 3.10).

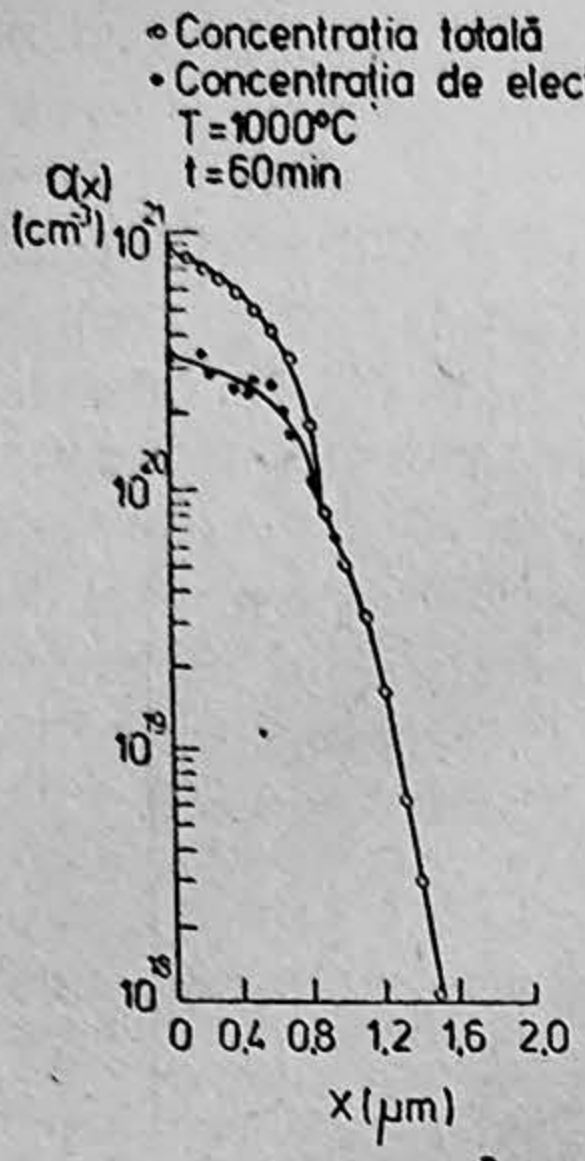


Fig. 3.15. Concentrația impurităților donoare și concentrația electronilor într-o joncțiune superficială n^+p, realizată prin difuzie de fosfor.

Concentrația *activă* maximă a fosforului în siliciu este de $\sim 10^{21}$ cm^{-3} [12]. În cazul joncțiunilor n^+p de adîncimi reduse ($x_j \leqslant \leqslant 2$ μm), avînd un gradient abrupt al impurităților (figura 3.15), sporirea concentrației de fosfor în siliciu peste $\sim 4 \times 10^{20}$ cm^{-3} nu produce o creștere corespunzătoare a densității purtătorilor liberi de sarcină (electroni). Altfel spus, la nivele de concentrații depășind $\sim 4 \times 10^{20}$ cm^{-3}, fosforul *nu este activ din punct de vedere electronic* [12].

Arseniul (As) este utilizat tocmai pentru realizarea straturilor n^+ superficiale ($\leqslant 5$ μm), puternic dopate. Datorită naturii toxice a acestui dopant, difuziile de As se efectuează în tub închis (vezi figura 3.12.). Ca surse de difuzie se utilizează : GaAs, GaP și As_2O_3. Concentrația maximă a impurităților la suprafața straturilor n^+ realizate prin difuzie de As atinge $C_{sN} = 2 \times 10^{21}$ cm^{-3} (vezi figura 3.7.) [2] [12].

3.3.3. FOTOGRAVURA

Spre deosebire de difuziile de galiu/aluminiu, majoritatea difuziilor de fosfor și bor, utilizate în realizarea tiristoarelor, au un caracter *selectiv*. Aceasta înseamnă că procesul de difuzie se efectuează doar în anumite zone ale suprafeței de siliciu. Protejarea regiunilor neafectate de acțiunea impurităților dopante se realizează prin mascarea suprafețelor cu oxid (SiO_2). Efectuarea difuziilor selective necesită oxidarea prealabilă a suprafeței siliciului și deschiderea ferestrelor în oxid pentru delimitarea zonelor de acces a dopantului (vezi figura 3.1).

3.3.3.1. Oxidarea

Procesul de oxidare al suprafeței siliciului rezultă în formarea unui strat de bioxid de siliciu (SiO_2). Oxidul (SiO_2) este utilizat ca strat de mascare pentru difuziile selective de fosfor/bor și/sau pentru definirea zonelor de realizare a metalizărilor de contact. Oxidul este utilizat și ca pasivant al suprafeței siliciului [1] — [5].

Stratul de oxid (SiO_2) se obține prin reacții la temperaturi înalte dintre suprafața siliciului și oxigen (O_2). Se utilizează următoarele două procedee de bază [9] — [12] :

a) **Oxidarea uscată,** efectuată în oxigen pur la temperaturi cuprinse între 700°C și 1 250°C. Procesul este definit prin reacția :

$$Si\ (solid) + O_2\ (uscat) \rightarrow SiO_2\ (solid) \qquad (3.13.)$$

b) Oxidarea umedă, care se efectuează în vapori de apă și oxigen la temperaturi cuprinse între 900°C. . . 1 250°C. Reacția caracteristică este descrisă de ecuația :

$$\text{Si (solid)} + 2\,H_2O\ \text{(vapori)} \rightarrow$$

$$\rightarrow SiO_2\ \text{(solid)} + 2\,H_2 \quad (3.14.)$$

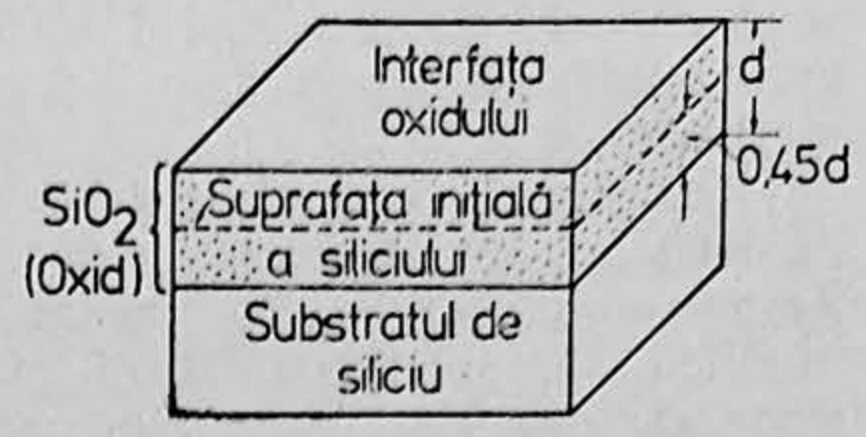


Fig. 3.16. Ilustrarea procesului de oxidare a suprafeței siliciului.

Diferența principală dintre cele două procedee rezidă în *viteza* (*rata*) *oxidării* și cantitatea rezultantă de defecte pe suprafața siliciului. La aceeași temperatură, rata oxidării în vapori este de 5 pînă la 10 ori mai mare decît în oxigen uscat. În ambele procedee, rata oxidării crește cu temperatura la o durată constantă a procesului. Densitatea de defecte induse pe suprafața siliciului în timpul oxidării umede este mult mai mare decît în cazul oxidării uscate [9] — [12].

Pentru formarea unui strat de oxid de grosime d (figura 3.16) se consumă o fracțiune a plachetei de siliciu avînd grosimea $\simeq 0{,}45d$ [12]. La temperatură constantă de oxidare, grosimea rezultantă a stratului de oxid d depinde liniar de timp t pentru durate reduse de reacție. Dependența grosimii oxidului (d) de timp este parabolică ($d \sim \sqrt{t}$) în cazul oxidărilor lungi [12].

Din punct de vedere practic, o grosime tipică a oxidului de $d = 1\ \mu m$ este crescută din faza de vapori în aproximativ o oră la temperatura 1 250°C sau în aproximativ 10 ore la 900°C (figura 3.17). În atmosferă uscată, aceeași grosime de oxid se obține în aproximativ 20 ore la 1 250°C. Formarea unui

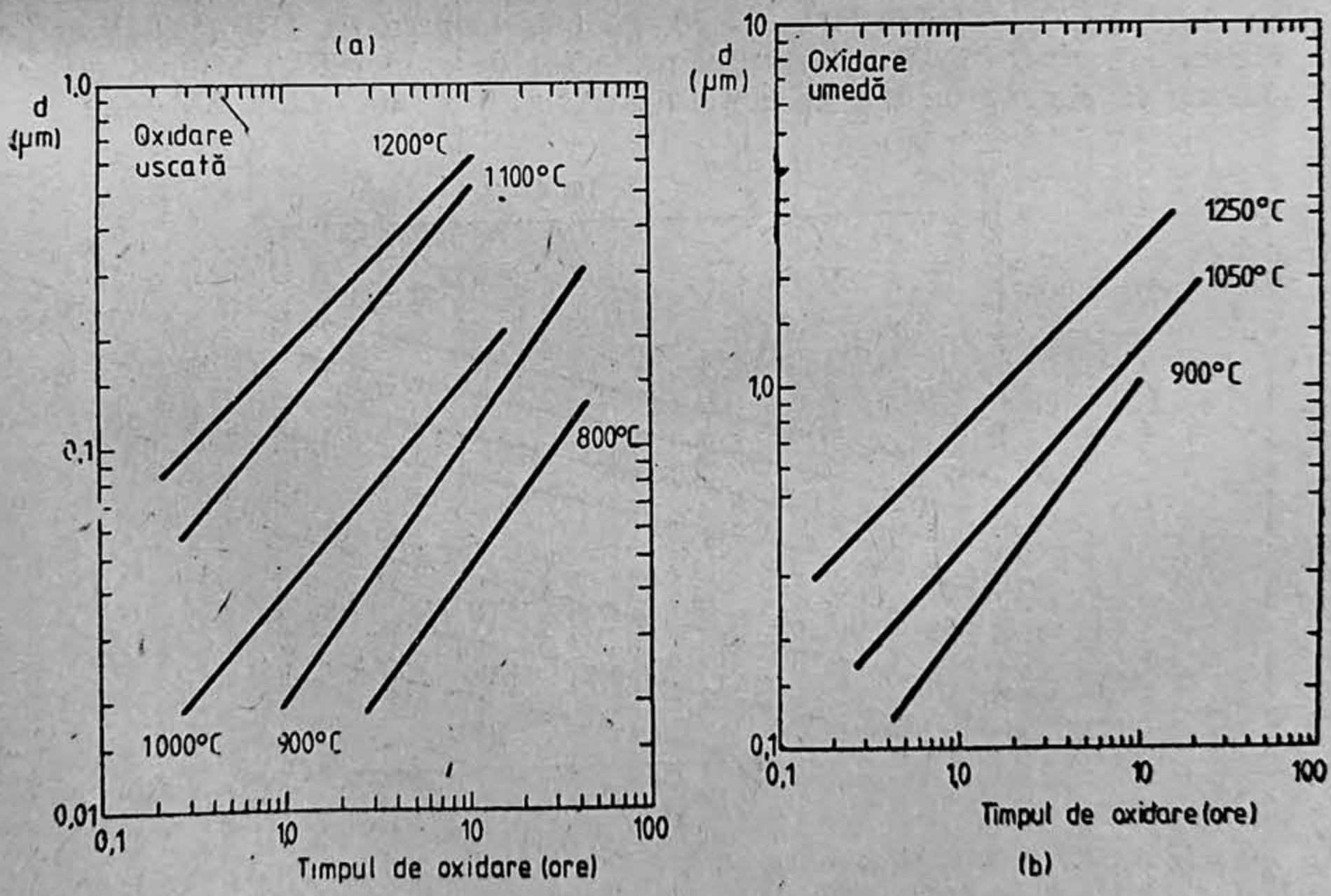


Fig. 3.17. Grosimea oxidului d (vezi figura 3.16) în funcție de durata și temperatura oxidării uscate (*a*) și umede (*b*) în cazul siliciului cu orientarea $<111>$.

strat de oxid de grosimea $d = 0{,}5$ μm la temperatura de 1 200°C necesită aproximativ 18 minute de oxidare umedă, în timp ce în oxigen uscat-aproximativ 6 ore [2] [12].

Densitatea mare de defecte rezultată la suprafața siliciului în urma oxidării umede afectează performanțele electrice globale ale tiristoarelor. Ambele tipuri de oxidări conduc la formarea unor precipitate ale oxidului în siliciu. Aceste precipitate se manifestă ca trape pentru metale grele prezente ca impurități în siliciu, constituind focare de creștere a curentului rezidual al tiristoarelor blocate în direct/invers. În timpul funcționării tiristoarelor la densități mari de curent, precipitatele și defectele de suprafață se manifestă ca neomogenități profunde de material, determinînd localizarea conducției în cîteva zone preferențiale și formarea „*zonelor fierbinți*" („*hot spots*") în diferite regiuni ale structurii *pnpn*. Aceste efecte ale oxidărilor sînt intolerabile în cazul tiristoarelor *GTO*, întrucît pot induce distrugerea lor electrotermică în cursul procesului de blocare pe poartă [1 — 5].

Diminuarea cantității de defecte la suprafața siliciului poate fi obținută prin efectuarea oxidării în două faze. Inițial se procedează la o oxidare uscată, iar în faza a doua se efectuează oxidarea umedă în scopul accelerării procesului de creștere a oxidului. Dimensiunile și densitatea defectelor induse de oxidare pot fi minimizate prin adaos de clor în timpul procesului de creștere al oxidului. Acest procedeu inhibă formarea și creșterea defectelor. Utilizarea adaosurilor pe bază de clor are ca efect *getterizarea* impurităților metalice, ceea ce diminuează impactul negativ al proceselor de oxidare asupra caracteristicii de blocare a tiristoarelor. Diminuarea defectelor induse de oxidare poate fi obținută și printr-un ciclu de tratament termic în azot (N_2) după creșterea oxidului [2] [5] [12].

Coeficienții de difuzie ai impurităților dopante (B, P, As) în oxid (SiO_2) sînt considerabili inferiori celor din siliciu (vezi figura 3.9). Astfel, la 900°C, coeficienții de difuzie în SiO_2 au valorile :4×10^{-19} cm²/s (pentru As), 3×10^{-19} cm²/s (pentru B) și $\sim 10^{-18}$ cm²/s (pentru P), [10] [12]. Valorile minime ale grosimii (d) a stratului protector de oxid (SiO_2) utilizat pentru mascare în cazul difuziilor de bor și fosfor sînt ilustrate în figura 3.18.

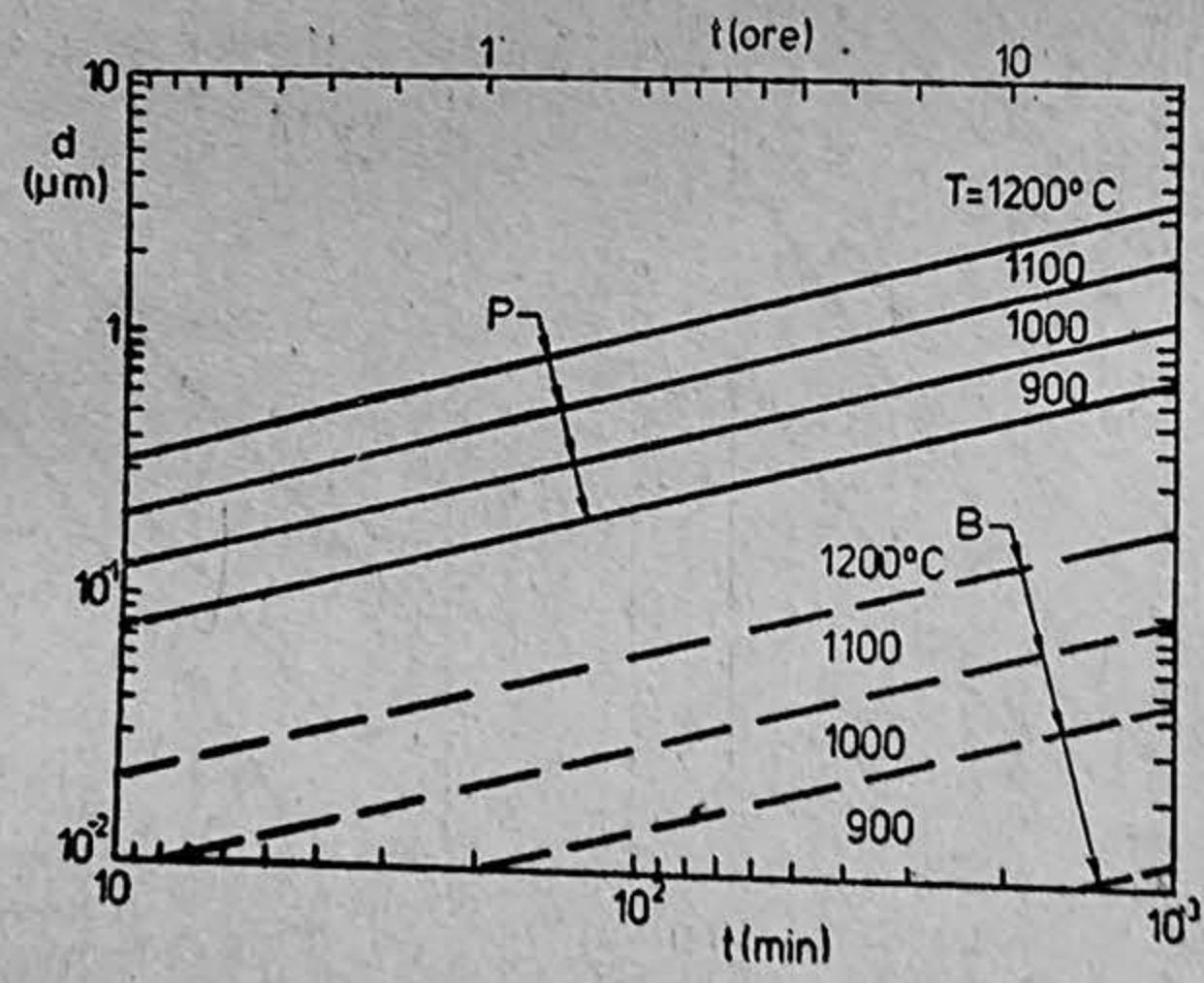


Fig. 3.18. Grosimea minimă d a stratului de SiO_2, obținut prin oxidare uscată, necesar pentru mascarea în cazul difuziilor de fosfor (P) și bor (B), ca funcție a timpului și temperaturii de difuzie.

3.3.3.2. **Fotolitografia**

Litografia este un proces de transfer a formelor geometrice din configurația unei măști pe un strat subțire de material fotosensibil (denumit „*rezist*"), care acoperă suprafața plachetei semiconductoare [1] [2] [9]—[12]. **Litografia optică** se bazează pe expunerea măștii și a plachetei acoperite de fotorezist la lumina ultravioletă (*UV*), furnizată, de exemplu, de o lampă cu mercur (figura 3.19).

Fotorezistul este un material rezistent la acțiunea corozivă a dizolvanților chimici. În urma expunerii la radiația ultravioletă(*UV*), (foto) rezistul devine solubil, putînd fi astfel îndepărtat de pe suprafața plachetei. Delimitarea prin desenul măștii a zonelor care urmează a fi expuse radiațiilor *UV* permite îndepărtarea selectivă a rezistului de pe suprafața substratului. Pe acest principiu se bazează gravarea oxidului (SiO_2) în scopul deschiderii ferestrelor pentru difuziile selective de bor/fosfor (vezi §.3.3.3.3.) sau pentru delimitarea zonelor de metalizare (vezi §.3.3.3.5).

În funcție de răspunsul său la radiația luminoasă, rezistul poate fi *pozitiv* sau *negativ*. În cazul rezistului pozitiv, regiunile expuse la lumină devin solubile în dizolvanți, putînd fi astfel ușor îndepărtate în procesul de „*developare*". Imaginea obținută pe rezistul pozitiv este identică cu cea desenată pe mască. În cazul rezistului negativ, solubile devin zonele neexpuse la radiația *UV*; imaginea formată pe rezist este inversa (negativul) configurației desenate pe mască. Principiul gravării oxidului este ilustrat în figura 3.20, avînd următoarele etape principale (pentru rezistul pozitiv):

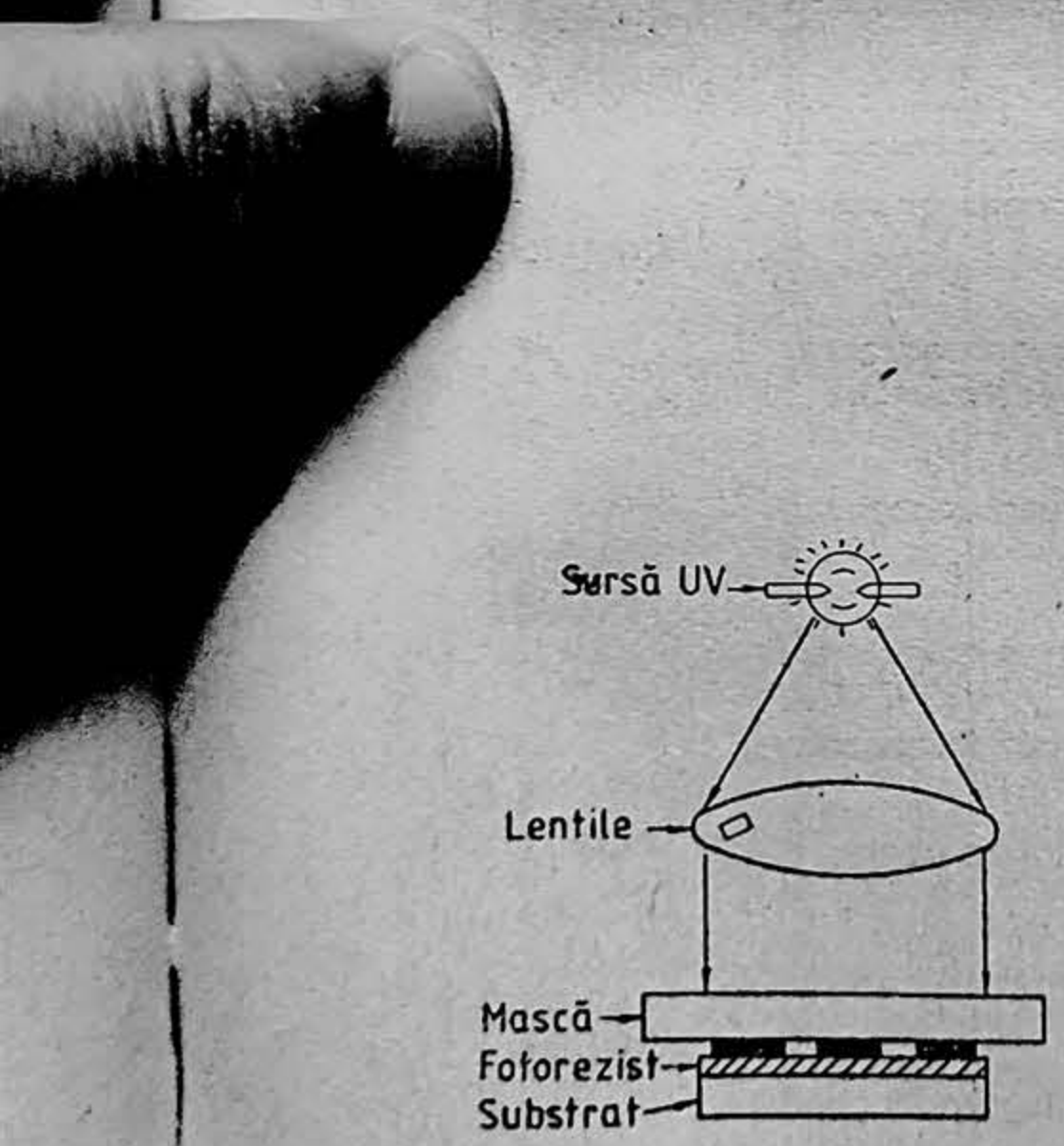


Fig. 3.19. Ilustrarea principiului litografiei optice.

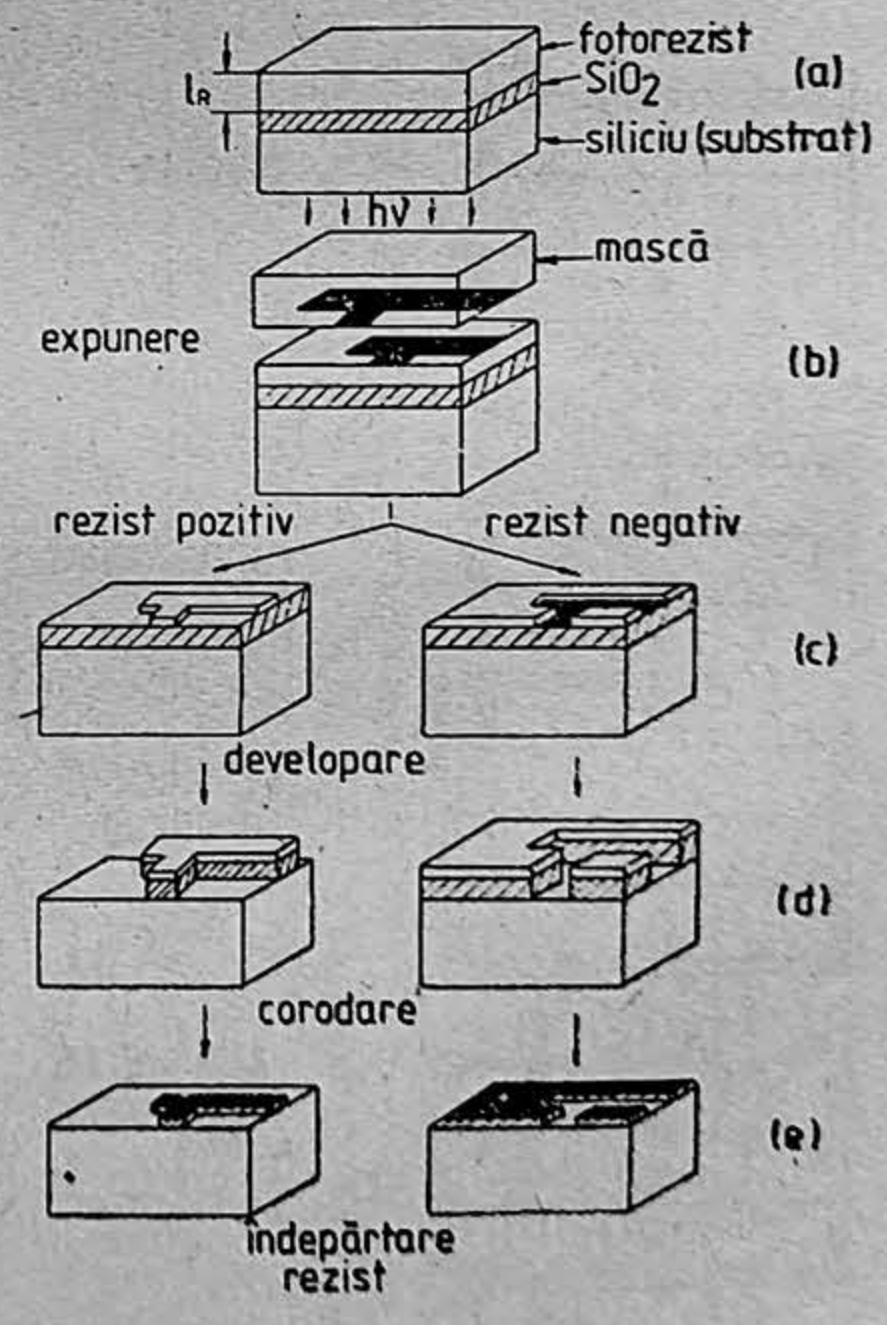


Fig. 3.20. Ilustrarea principiului fotogravurii oxidului utilizînd fotorezist pozitiv și negativ.

1) transferul imaginii de pe mască pe fotorezist ; 2) dizolvarea în developant a zonelor rezistului expuse la lumină *UV* ; 3) corodarea oxidului în zonele neprotejate de rezist ; 4) îndepărtarea rezistului rezidual [10] — [12].

3.3.3.3. **Aplicaţii concrete**

Procedeul realizării zonelor de catod n^+ prin difuzia selectivă de fosfor este ilustrat în figura 3.21. După o oxidare de ~ 6 la 1 200°C, se depune un strat de rezist cu grosimea de 0,5...1 1 μm, uniformizat printr-o centrifugare de 5...30 secunde. Transpunerea ,desenului de pe mască se efectuează prin expunere la lumină *UV* timp de ~ 15 secunde. Developarea (îndepărtarea selectivă a rezistului) este urmată de o etuvare la 100°C pentru fixarea imaginii. Corodarea oxidului (deschiderea de ferestre în SiO_2) se efectuează în soluţie de florură de amoniu (NH_4F) şi acid fluorhidric (HF). Fotorezistorul remanent este îndepărtat în acid azotic fumans. După clătirea în apă deionizată şi spălare standard interoperaţii, plachetele sînt difuzate cu fosfor în scopul realizării zonelor n^+ de catod (vezi §.3.3.2.4).

Fluxul tehnologic de realizare a şunturilor de anod este ilustrat în figura 3.22. După oxidarea totală a plachetei iniţiale *n*, faţa rezervată anodului este acoperită cu fotorezist. Prin expunere la lumină *UV*, desenul măştii este transpus pe fotorezist (zonele înnegrite de pe mască corespund regiunilor afectate şunturilor). Prin difuzia ulterioară de fosfor (P) se obţin şunturile n^+ puternic dopate, avînd rezistenţe ohmice extrem de reduse. După dezoxidarea plachetei, se efectuează difuzia de tip *p* în vederea realizării structurii *pnp*. Configuraţia finală este cea din figura 4.14.

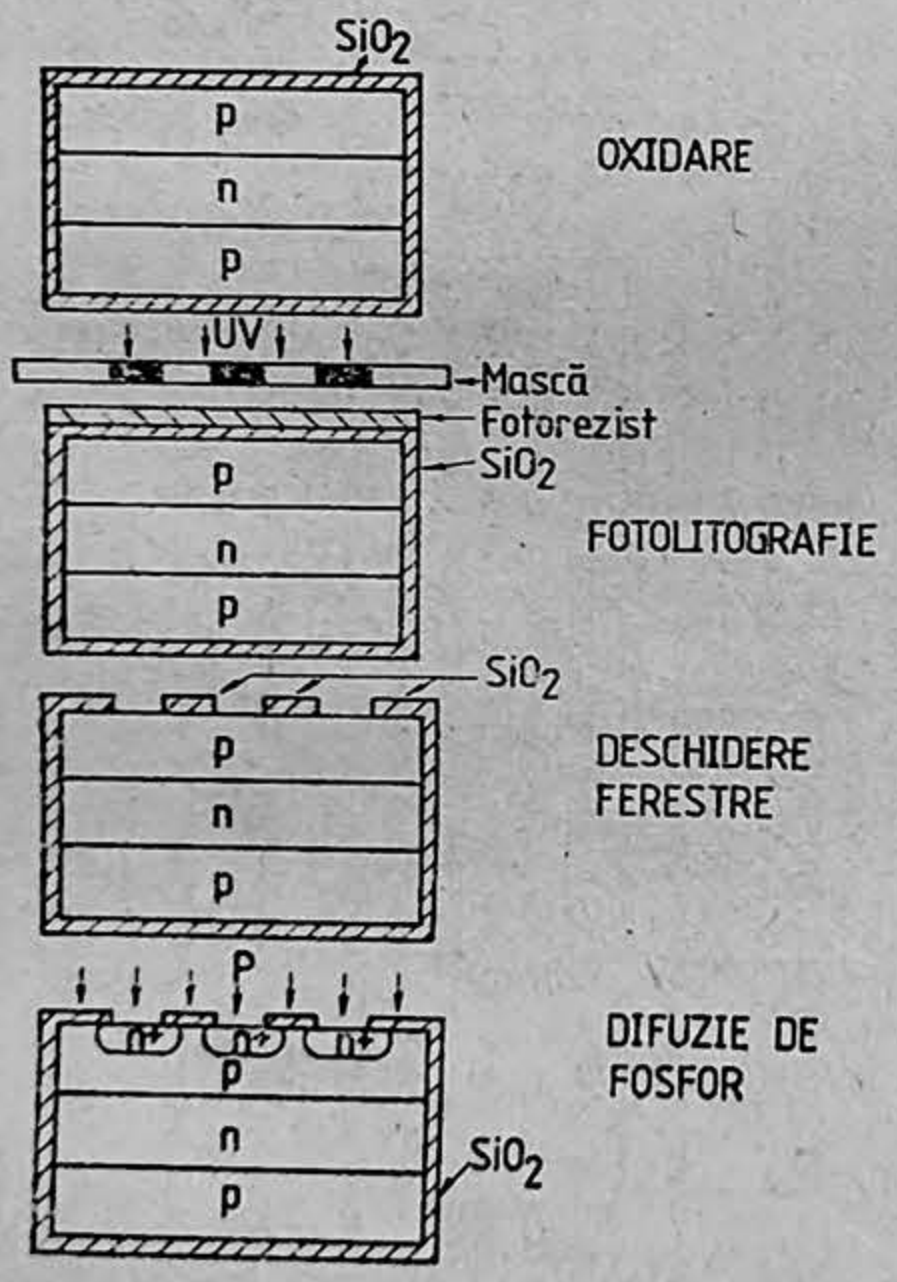


Fig. 3.21. Etapele fotolitografice pentru realizarea prin difuzia selectivă de fosfor a zonelor n^+ de catod ale structurii *pnpn*.

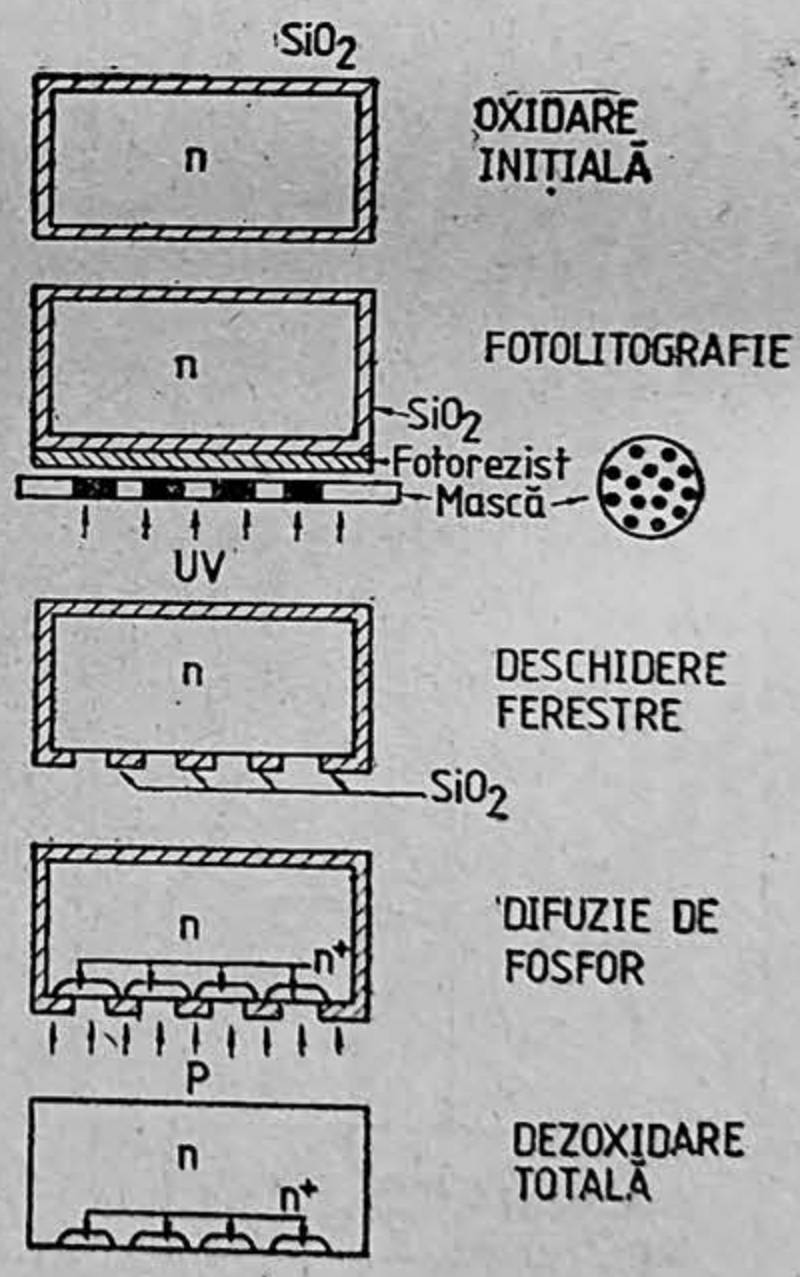


Fig. 3.22. Etapele tehnologice principale de realizare a şunturilor de anod.

3.3.3.4. **Joncțiuni** *planare* **și joncțiuni** *mesa*

Joncțiunea poartă-catod a tiristoarelor se realizează prin [1]:

1) **tehnologia difuziei planare** (difuzie selectivă prin ferestrele măștii de oxid, vezi figura 3.21);

2) **tehnologia mesa,** adică prin corodarea selectivă a stratului difuzat de catod n^+ (vezi figura 3.2).

Configurațiile catozilor *planari* și *mesa* sînt ilustrate în figura 3.23.

Particularitățile joncțiunilor planare sînt evidențiate în figura 3.24 pentru o structură p^+n, realizată prin difuzia selectivă a impurităților acceptoare în substratul n, uniform dopat cu impurități donoare (Acesta este cazul implementării selective a zonelor p^+ de anod, vezi figura 1.55) Fereastra de difuzie are o configurație rectangulară de lățime **L.** *Impuritățile acceptoare difuzează atît vertical, cît și în direcție laterală (sub masca de oxid).* **Extinderea laterală a joncțiunii difuzate este de ~ 75%...85% din adîncimea ei (penetrarea verticală).** Se observă că joncțiunea p^+n are o zonă plană, (plată) în dreptul ferestrei de difuzie de lățime L și extremități laterale curbate apropiate de forma circulară. Într-o aproximație de prim ordin, extinderea laterală, sub stratul de oxid, a zonei difuzate, se consideră a fi egală cu adîncimea joncțiunii x_j. În acest caz, „colțurile" joncțiunilor difuzate sînt sferice (S), avînd raza de curbură r_j. În lungul măștii de oxid, forma joncțiunii p^+n dintre două colțuri sferice adiacente este cilindrică (C). Porțiunile sferice (S) și cilindrice (C) ale joncțiunii p^+n planare au tensiuni de străpungere inferioare celor a zonelor plane, determinînd în ultimă instanță tensiunea maximă de blocare în invers a întregii structuri [1] [2] [9] — [13]. Tensiunea de străpungere a joncțiunii planare scade marcant odată cu reducerea razei de curbură r_j (vezi §.3.5.4.2).

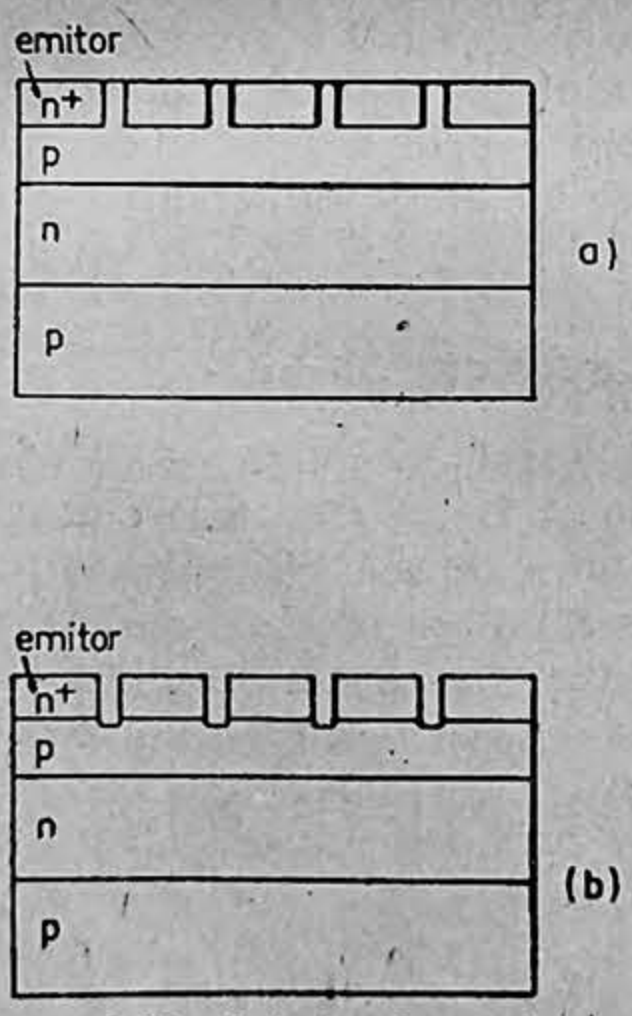


Fig. 3.23. Catod *planar* (*a*) și catod *mesa* (*b*).

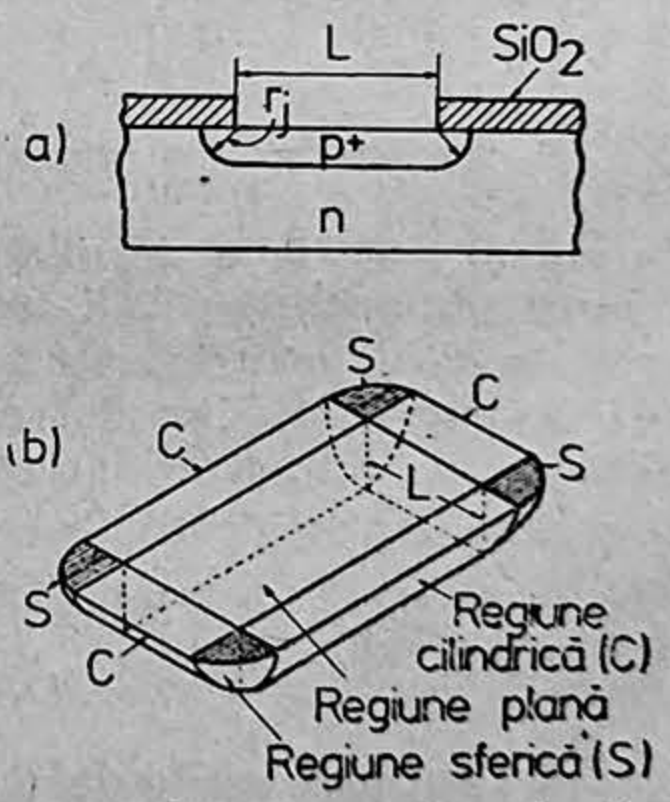


Fig. 3.24. Formarea regiunilor sferice (S) și cilindrice (C) sub oxid (*b*) în cazul realizării unei joncțiuni p^+n prin difuzia planară (*a*) printr-o fereastră rectangulară de lățime L (r_j este raza joncțiunii la marginile laterale ale măștii de difuzie).

Configurațiile poartă-catod ale tiristoarelor *GTO* sînt în principal de tipul *mesa* (vezi figurile 3.2 și 3.23,*b*). Această tehnologie permite dispunerea porții și a catodului pe nivele diferite, ceea ce facilitează contactarea terminalelor respective (vezi figura 4.3), asigurînd totodată și o creștere a tensiunii de străpungere BV_{GK} (vezi §.3.5.4.3). Corodarea selectivă a zonelor afectate porții se efectuează în soluție de acizi (HF și HNO_3). Rata tipică de corodare a siliciului este de ~ 3,5 μm/minut. Denivelarea tipică dintre poartă și catod este de ~ 15...17 μm (vezi figura 3.2.) [1] — [5].

3.3.3.5. Delimitarea zonelor de metalizare

Difuzia cu (B) a zonei de poartă — în vederea realizării contactului ohmic de metalizare (vezi §.3.6.) — se efectuează simultan cu cea de anod (ambele straturi fiind de tip *p*, vezi figura 1.32.). Procesul tipic constă dintr-o predifuzie de bor de 3...4 ore la ~ 1 100°C din sursa de nitrură (BN) în tub deschis utilizînd azotul ca gaz purtător, urmată de o redistribuire de 5...6 ore la 1 200°C în oxigen umed. Acest procedeu joacă și rolul tratamentului de *getterizare* (vezi §.3.4.2).

Delimitarea zonelor de contactare a porții și catodului se efectuează printr-un proces fotolitografic : creșterea stratului de oxid (SiO_2) în care se gravează masca de metalizare. Procesul de metalizare se efectuează prin ferestrele deschise în oxid, avînd următoarele etape : 1) depunerea unui strat subțire de paladiu (Pd), în scopul creării pe siliciu a centrilor de aderență pentru nichel ; 2) nichelarea chimică în clorură de nichel și clorură de amoniu ; 3) tratamentul termic (recoacerea) la ~ 600°C timp de ~ 15 minute, care conferă aderență stratului depus și produce difuzia nichelului în siliciu pe o adîncime de ~ 1 μm ; 4) depunerea chimică a celui de al doilea strat de nichel, aderent la primul, obținîndu-se în final o grosime de 1,5... 2,0 μm. Nichelarea este selectivă : metalul se depune numai pe siliciu și nu aderă la oxid. Metalizarea se completează prin depunere de aur (Au) sau de titan — argint (Ti-Ag). Sînt utilizate și aliaje de staniu — plumb (Sn—Pb) [1] [2] [10] — [13].

3.3.3.6. Redistribuirea impurităților la interfața $Si–SiO_2$

În cursul proceselor de oxidare ale plachetei de siliciu, se produce redistribuirea impurităților la interfața siliciu — oxid (Si—SiO_2). Astfel, de exemplu, în cazul realizării structurii *pnp* din figura 3.21. prin difuzia de galiu (Ga), suprafața siliciului aflată în contact cu oxidul crescut termic este sărăcită de impurități acceptoare. Cauza principală rezidă în difuzia rapidă a galiului prin stratul de oxid în procesul creșterii acestuia. Fenomene similare de redistribuire se produc la interfața oxidului cu siliciul dopat cu fosfor sau bor [8] — [12].

3.3.4. Straturi epitaxiale

Epitaxia* este un proces de depunere a straturilor semiconductoare monocristaline pe substraturi semiconductoare monocristaline. Creșterea straturilor epitaxiale nu alterează structura cristalină a substratului. Stra-

---

* Etimologia expresiei este de origine greacă, provenind din cuvintele „epi" (însemnînd „pe") și „taxis" (însemnînd „aranjare").

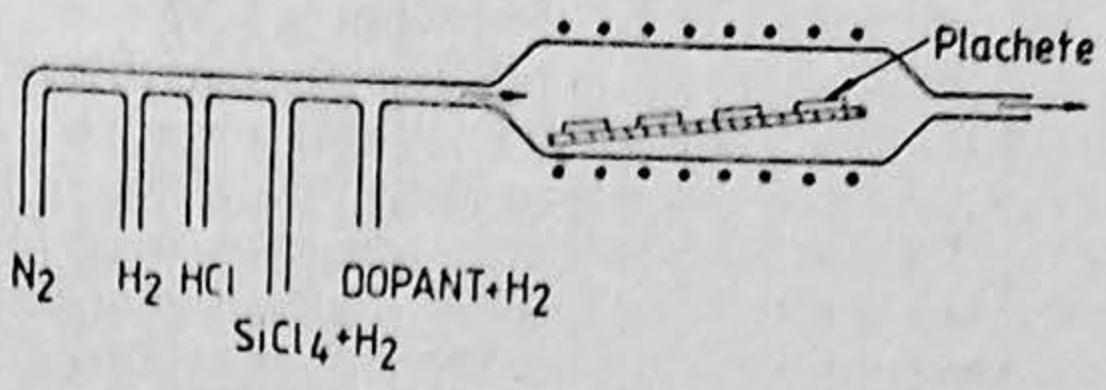


Fig. 3.25. Ilustrarea principiului creşterii epitaxiale din starea de vapori.

turile de siliciu realizate prin epitaxie sînt uniform dopate cu impurităţi (donoare sau acceptoare) şi au grosimi tipice între 5 μm şi 50 μm. Nivelul de dopare cu impurităţi şi grosimea straturilor epitaxiale pot fi controlate tehnologic în mod riguros [1] [2] [9] — [12].

Epitaxia poate fi realizată din *fază de vapori* („*vapor-phase epitaxy*" = **VPE**) sau din *fază lichidă* („*liquid-phase epitaxy*" = **LPE**). În ultimii ani s-a impus *epitaxia cu fascicul molecular* („*molecular-beam epitaxy*" = **MBE**) [9], [12]. Procedeul industrial cel mai răspîndit în prezent în fabricarea tiristoarelor este epitaxia din fază de vapori (**VPE**) utilizînd ca sursă tetraclorura de siliciu ($SiCl_4$). Creşterea straturilor epitaxiale pe plachete de siliciu (*n* sau *p*) se efectuează în amestec de gaz purtător (hidrogen H_2 şi azot N_2) avînd un debit de ~ 1 litru/minut (figura 3.25). Ca dopant se utilizează fosforul (pentru crşeterea straturilor epitaxiale de tip *n*) sau borul (pentru realizarea straturilor epi de tip *p*). Plachetele sînt încălzite la ~ 1 200°C. Reacţia caracteristică a procesului este următoarea [10] — [12]:

$$SiCl_4 \text{ (gaz)} + 2\,H_2 \text{ (gaz)} \rightleftarrows Si \text{ (solid)} + 4\,HCl \text{ (gaz)} \qquad (3.15.)$$

Rata tipică de creştere a straturilor epitaxiale este de ~ 1 μm/minut. Odată cu creşterea concentraţiei sursei ($SiCl_4$) se obţine rata maximă de ~ 5 μm/minut. Atunci cînd concentraţia de $SiCl_4$ este excesiv de ridicată (peste 25% din totalul de molecule ale gazului purtător), creşterea epitaxială cedează locul corodării (îndepărtării) stratului existent. Acest aspect este relevat de caracterul reversibil al ecuaţiei (3.15). Operaţia de corodare este utilizată pentru curăţirea suprafeţei de siliciu înaintea efecturării creşterii epitaxiale [1] [2] [9] — [12].

Straturile depuse epitaxial sînt frecvent utilizate în următoarele tipuri specializate de tiristoare cu blocarea controlată de poartă:

1) **Tiristoare** *GTO* **asimetrice** (vezi §. 4.2.2), în care depunerea stratului epitaxial n^+ cu grosimea de 5 μm...10 μm se realizează pe plachetea iniţială (substratul) *n* de rezistivitate ridicată. Structura rezultantă nn^+ este apoi difuzată neselectiv (pe ambele feţe) cu impurităţi acceptoare în scopul realizării configuraţiei $p^+n^+np^+$ (vezi figura 4.8). Rolul stratului epitaxial n^+ este de a limita extinderea zonei golite a joncţiunii J_2 la blocarea în direct (vezi figura 4.9.).

2) **Tiristoare cu inducţie statică asimetrice** (vezi figura 5.21), în care stratul epitaxial are rolul evidenţiat anterior (vezi şi §.3.5.3.2.).

3) **Dispozitive** *GTO* **şi tiristoare SI/FC cu porţi îngropate** (vezi § 4.2.4 şi §.5.3.3.). În cazul tiristoarelor *GTO* cu porţi îngropate, creşterea epitaxială de tip *p* este utilizată în conjuncţie cu difuziile de impurităţi acceptoare (vezi figurile 4.7, 4.15 şi 4.16). Gridurile p^+ şi anodul p^+ din tiristoarele *SI/FC*

cu griduri îngropate (vezi figura 5.23) se realizează simultan prin difuzia impurităţilor acceptoare. Îngroparea gridurilor p^+ se efectuează prin depunerea stratului **epi** *n*. Problema esenţială în etapa de depunere epitaxială o constituie **autodoparea** stratului *n*. Acest fenomen este datorat antrenării impurităţilor acceptoare (prezente în gridurile p^+) de gazul purtător în procesul creşterii epitaxiale. Participarea impurităţilor acceptoare la formarea stratului epitaxial *n* alterează substanţial dopajul acestui strat [1] [2] [12].

4) **Configuraţiile BiMOS** (*bipolar-MOS*), avînd o structură verticală *pnpn* (vezi §.5.4.). Placheta iniţială utilizată în fabricarea acestor dispozitive este de tip p^+, dopată puternic cu impurităţi acceptoare Peste substratul p^+ se creşte stratul epitaxial *n* cu grosimi tipice între 30 μm şi 80 μm, uniform dopat cu impurităţi donoare de concentraţie $N_D \simeq 10^{14}$ cm^{-3} (vezi figurile 5.35. şi 5.48). În partea superioară a stratului **epi** *n* se realizează structurile *D-MOS*. Înglobarea fazei de creştere epitaxială în procesul tehnologic al structurilor *BiMOS* derivă din fluxul standard de fabricare al tranzistoarelor *D-MOS* (vezi figura 5.27.).

În cazul realizării straturilor epitaxiale relativ groase (> 20 μm) se pune cu acuitate problema uniformităţii dopajului cu impurităţi şi cea a minimizării defectelor înglobate în cursul fazei de creştere a structurii, întrucît aceşti parametri controlează tensiunea maximă de blocare a dispozitivelor. Controlul riguros al parametrilor menţionaţi devine dificil în cazul creşterii straturilor epitaxiale cu grosimi de peste 50 μm pe arii mari ale substratului de siliciu [1] [2] [10]—[13].

3.3.5. Proiectarea şi realizarea şunturilor de emitor

Şunturile de emitor sînt utilizate în scopul creşterii capabilităţii de blocare în tensiune a tiristoarelor şi a imunizării acestora la *efectul* dV/dt (vezi §.2.2. — §.2.4). Şunturile de anod contribuie la reducerea marcantă a timpului de blocare pe poartă a tiristoarelor *GTO*.

Principiul de acţiune al şunturilor în prezenţa curenţilor de natură parazită/reziduală a fost relevat în conjuncţie cu figura 1.50. (vezi §.1.5.3.2). Căderea de tensiune V_{p2}, provocată de curentul parazit/rezidual pe rezistenţa laterală a bazei p_2 dintre două şunturi adiacente, este maximă în zona centrală a fiecărei regiuni a emitorului n_2, exprimîndu-se prin [1] [2] :

$$V_{p2} = j_0 \cdot R_{\square P} \cdot F \tag{3.16}$$

unde : j_0 este densitatea curentului, $R_{\square P}$ este rezistenţa pe pătrat a bazei p_2 (relaţia 1.68), iar factorul geometric :

$$F = \frac{1}{16}\left[d^2 + D^2 \left(21n\frac{D}{d} - 1 \right) \right] \tag{3.17.}$$

avînd valori tipice de $10^{-3}...10^{-4}$ cm^2 [1] [2], depinde de diametrul şunturilor (d) şi distanţa (D) dintre două şunturi adiacente (vezi figura 1.51,*a*).

În mod similar, căderea de tensiune maximă V_{n1}, indusă de curentul cu densitatea j_0 în baza n_1 între două şunturi adiacente de anod (vezi figura 1.55), se exprimă prin :

$$V_{n1} = j_0 \cdot R_{\square N} \cdot F \tag{3.18}$$

unde : $R_{\square N}$ este rezistenţa pe pătrat a bazei n_1.

Configurația geometrică a șunturilor (factorul F) se proiectează astfel, încît căderile de tensiune (3.16), respectiv (3.18), să fie inferioare valorii de prag V_P a unei joncțiuni pn de siliciu ($\simeq 0{,}4$ V la $T_{vj} = 125°C$):

$$V_{p2} < V_P \text{ și } V_{n1} < V_P \qquad (3.19.)$$

Relațiile (3.16.) — (3.19.) sînt utilizate în proiectarea configurației șunturilor în scopul imunizării tiristoarelor la acțiunea curenților reziduali (vezi §, 2.3). Întrucît $R_{\square N} > R_{\square P}$, rețeaua șunturilor de anod din dispozitivele *GTO* — la valori constante ale densității curentului rezidual j_0 — este mai densă decît cea a șunturilor de catod, utilizate în același scop în tiristoare convenționale identice.

Utilizînd relația (2.35) pentru densitatea medie a curentului de deplasare j_0, capabilitatea în dV/dt a tiristoarelor cu șunturi de anod se exprimă din (3.18) prin:

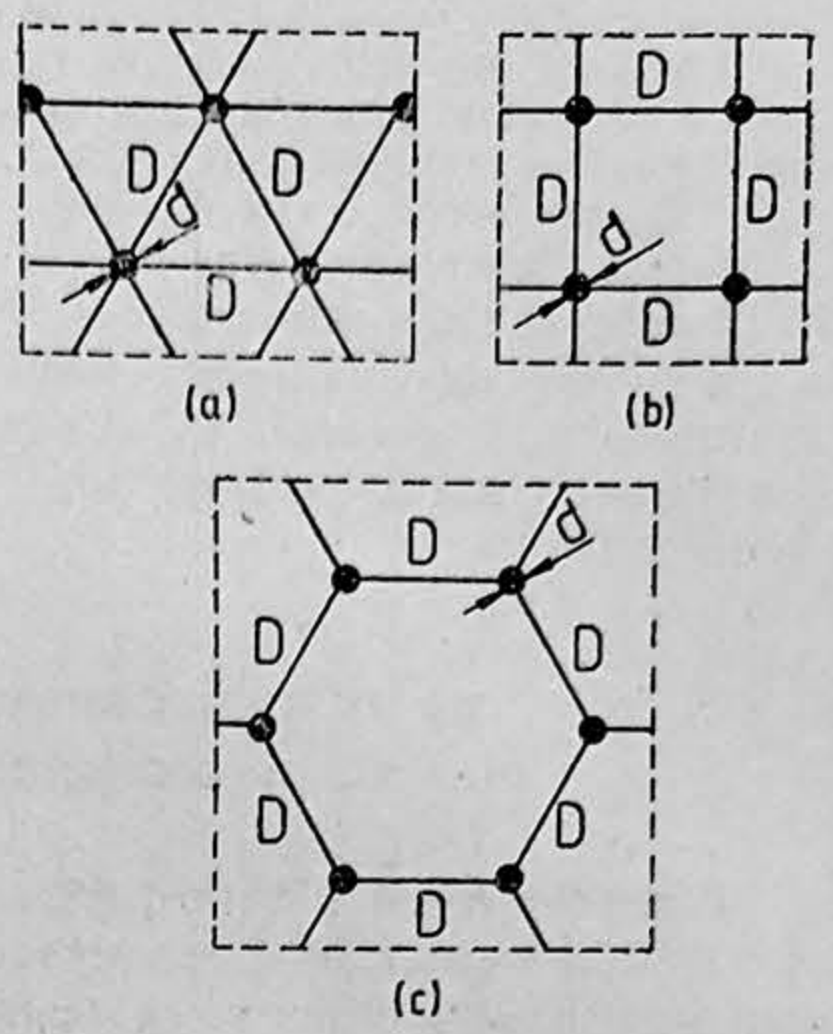


Fig. 3.26. Celule elementare regulate pentru rețele de șunturi: (*a*) triunghiulară; (*b*) pătrată; (*c*) hexagonală (*d* este diametrul unui șunt cilindric, *D* este distanța dintre centrele a două șunturi adiacente, vezi figura 1.55).

$$\frac{dV}{dt} = \frac{V_P}{\bar{C}_{J2} \cdot R_{\square N} \cdot F} \qquad (3.20.)$$

unde: $\bar{C}_{J2}$ este valoarea medie a capacității de barieră a joncțiunii J_2 în cursul rampei dV/dt (vezi relația 2.35.).

Din relația de proiectare (3.20) rezultă că, întrucît $V_P = constant$ iar $R_{\square N} (\simeq constant)$ este prestabilită de parametrii bazei np, capabilitatea în dV/dt a tiristoarelor cu structuri similare celei din figura 1.55 este dictată practic exclusiv de alegerea optimală a dimensiunii și configurației de amplasare a șunturilor de anod. Pentru o desensibilizare uniformă a joncțiunii J_1 (față de acțiunea semnalelor parazite interne), șunturile de formă cilindrică sînt plasate în nodurile unei rețele regulate (figura 3.26). Caracteristicile geometrice ale fiecărei rețele sînt definite prin (tabelul 3.2): aria elementară a unei celule (A), numărul de șunturi asociate (n), raportul dintre aria ocupată de șunturi și aria totală desensibilizată (S_A). Pentru valoarea impusă a ariei șuntate S_A (tipic de 5%...10% din aria stratului de anod p_2), se obține raportul (d/D) dintre

Tabelul 3.2. **Mărimi caracteristice tipurilor principale de rețele pentru șunturi de emitor**

Tipul rețelei	A	S_A	n
Triunghiulară	$\frac{\sqrt{3}}{4} D^2$	$\frac{\pi}{2\sqrt{3}} \left(\frac{d}{D}\right)^2$	$\frac{1}{2}$
Pătrată	D^2	$\frac{\pi}{4} \left(\frac{d}{D}\right)^2$	1
Hexagonală	$\frac{3\sqrt{3}}{3} D$	$\frac{\pi}{\sqrt{3}} \left(\frac{d}{D}\right)^2$	2

diametrul unui șunt (d) și distanța (D) dintre centrele a două șunturi adiacente. Valoarea factorului F rezultă din (3.20) sau (3.18). Din aceste date rezultă parametrii d și D ai șunturilor. Cele mai frecvent utilizate sînt rețelele triunghiulare [1] [2]. Tehnologia de realizare a șunturilor de anod este ilustrată în figura 3.22.

Șunturile de anod sînt utilizate în principal pentru diminuarea timpului de blocare al tiristoarelor *GTO* (vezi §.4.2.3). În acest scop, se procedează la „*șuntarea intensivă*" a stratului de anod p_1 (vezi figurile 1.55 și 4.14)*: fracțiunea ariei șuntate S_A atinge 20...25%, întrucît dispozitivele trebuie imunizate la acțiunea curentului generat de rampa dV/dt reaplicată (vezi figura 2.41).

3.3.6. Porți amplificatoare integrate : analiză și proiectare

Tiristoarele cu o interdigitare puternică a regiunii poartă-catod utilizează diferite variante de structuri amplificatoare integrate în vederea reducerii valorii semnalului extern de amorsare pe poartă (vezi § 2.6.2 și figura 4.2). Datorită simplității realizării tehnologice și a avantajelor lor funcționale, **porțile auxiliare integrate** (figura 3.28) **constituie în prezent modalitatea practică cea mai răspîndită de amplificare internă a curentului de amorsare, avînd efecte benefice asupra capabilității în di/dt a tiristoarelor. Problema fundamentală în proiectarea corectă a geometriei tiristoarelor cu amplificator de poartă integrat rezidă în asigurarea amorsării fiabile a tiristorului auxiliar T_A înaintea celui principal T_P** (figura 3.28). Formularea relațiilor de proiectare a geometriei orizontale a dispozitivelor cu porți auxiliare integrate se efectuează în continuare pentru *două tipuri de structuri* : **cu simetrie radială și simetrie rectangulară.**

În modelul uzual al tiristoarelor cu terminal de poartă central, toate distanțele sînt considerate față de axa mediană a structurii („*Center Line*"). Tensiunea V dintre două puncte situate la distanțele r_1, respectiv r_2 de axa de simetrie (figura 3.27.), datorată curentului lateral de densitate $j_B(r)$ din baza p_2, se calculează cu relația :

$$V = \bar{\rho} \cdot \int_{r_1}^{r_2} j_B(r) \cdot dr \qquad (3.21.)$$

unde : $\bar{\rho}$ este rezistivitatea medie între punctele considerate, dr este distanța radială infinitesimală pe dreapta care unește cele două puncte. Densitatea curentului radial $j_B(r)$ se exprimă prin relația :

$$j_B(r) = \frac{I_G}{2\pi \cdot r \cdot Z} \qquad (3.22.)$$

unde : Z este înălțimea cilindrului, în centrul căruia se injectează curentul I_G.

Utilizînd (3.22) în (3.21), căderea de tensiune indusă de curentul lateral $j_B(r)$ între două inele cilindrice concentrice de raze r_1, respectiv r_2, este (figura 3.27) :

$$V = \frac{\bar{\rho}}{Z} \frac{I_G}{2\pi} \int_{r_1}^{r_2} \frac{1}{r} dr = R_\square \frac{I_G}{2\pi} \ln \frac{r_2}{r_1} \qquad (3.23)$$

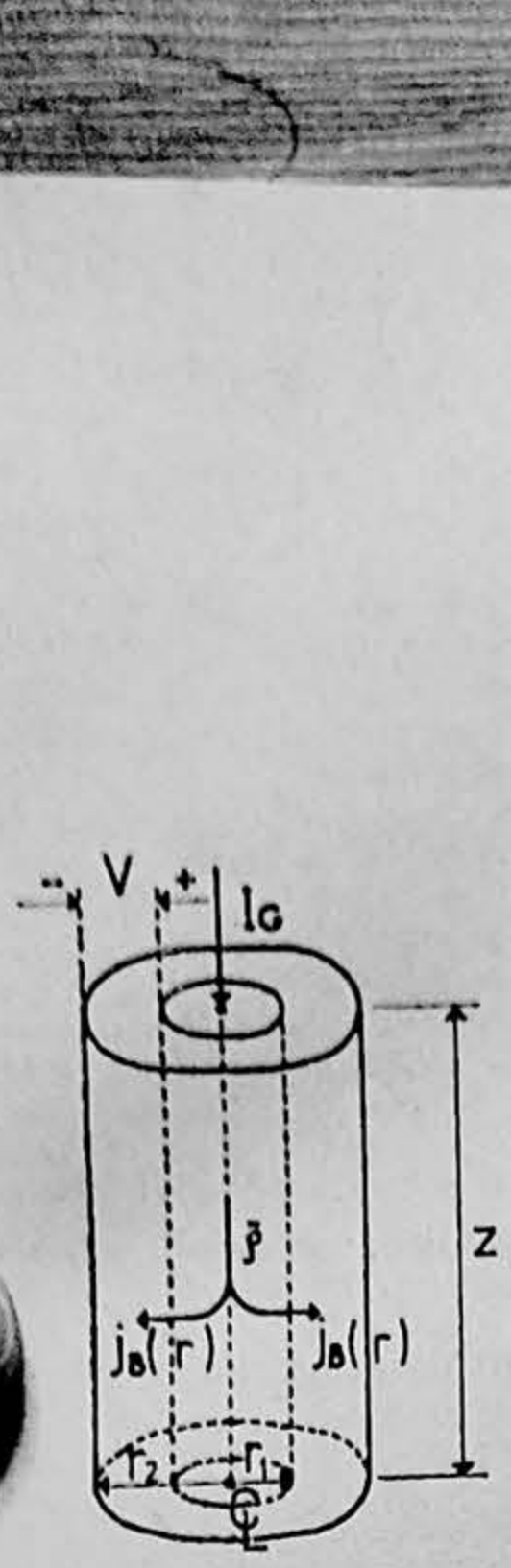


Fig. 3.27. Model de structură cilindrică cu simetrie radială pentru ilustrarea metodei curentului lateral de densitate $j_B(r)$.

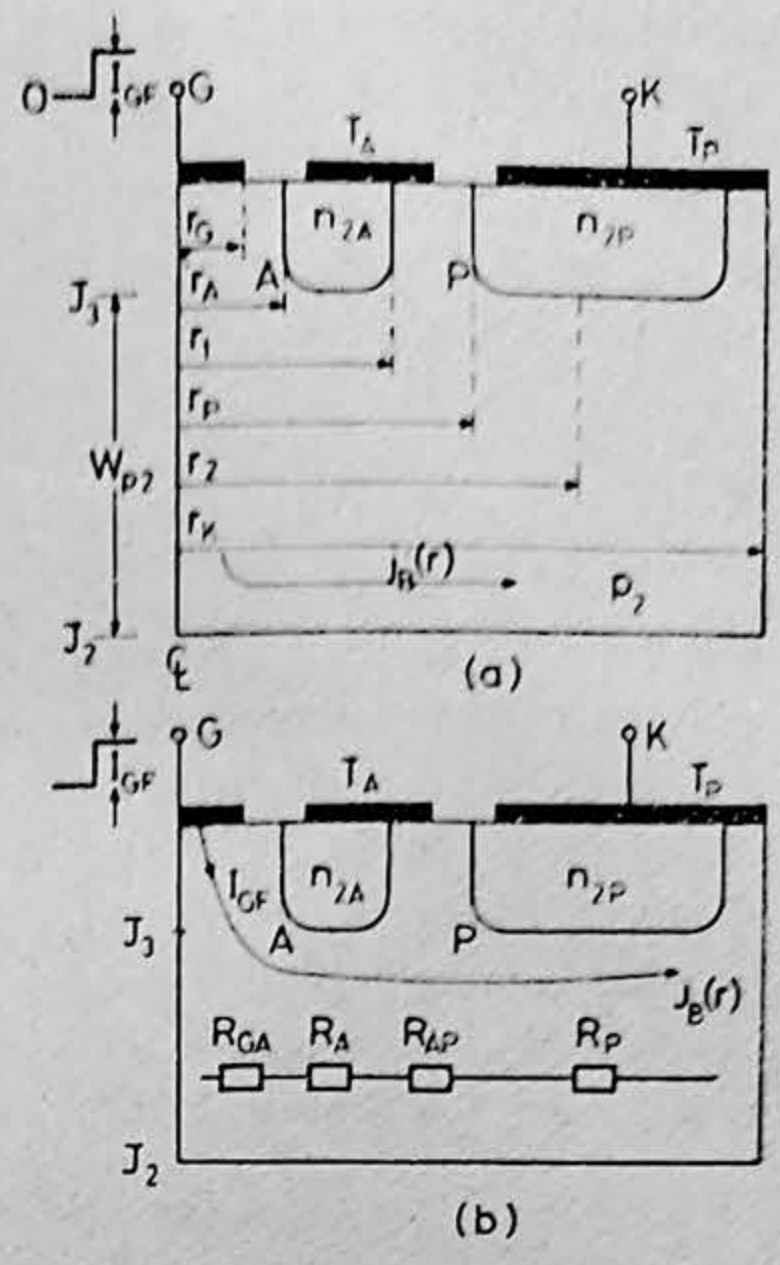


Fig. 3.28. Model al structurii unui tiristor cu poartă centrală și simetrie radială utilizînd un amplificator auxiliar integrat T_A (*a*) cu indicarea rezistențelor distribuite în baza p_2(*b*).

unde : $R_\square = (\bar{\rho}/Z)$ este rezistența pe pătrat a cilindrului de rezistivitate medie $\bar{\rho}$ și înălțime Z (vezi §.1.5.3.1).

Rezistența dintre suprafețele laterale ale celor doi cilindri se exprimă prin :

$$R = \frac{V}{I_G} = R_\square \frac{1}{2\pi} \ln \frac{r_2}{r_1} \tag{3.24}$$

Utilizînd metodologia prezentată pentru structura din figura 3.28, căderile de tensiune V_A și V_P de sub emitorul tiristorului auxiliar T_A, respectiv a celui principal T_P, se obțin sub formele [14] [15] :

$$V_A = R_{\square A} \frac{I_G}{2\pi} \ln \frac{r_1}{r_A} \tag{3.25}$$

$$V_P = R_{\square P} \frac{I_G}{2\pi} \ln \frac{r_2}{r_P} \tag{3.26}$$

unde : $R_{\square A}$ și $R_{\square P}$ sînt rezistențele pe pătrat ale bazei p_2 de sub emitorii n_{2A}, respectiv n_{2P}.

Într-o aproximație cvasi-statică, condiția amorsării tiristorului auxiliar (T_A) înaintea celui principal (T_P) se reduce la cerința ca valoarea căderii de tensiune V_A de sub emitorul auxiliar n_{2A}, indusă de propagarea curentului

lateral $j_L(r)$ în baza p_2, să fie mai mare decît căderea de tensiune V_P, determinată de același curent sub emitorul principal n_{2P}:

$$V_A > V_P \tag{3.27.}$$

Utilizînd în (3.27) relațiile (3.25) și (3.26), se obține [2] [14] [15]:

$$R_{\square A} \ln \frac{r_1}{r_A} > R_{\square P} \ln \frac{r_2}{r_P} \tag{3.28.}$$

Atunci cînd $R_{\square A} \simeq R_{\square P}$, condiția (3.28) se reduce la forma [14] [15]:

$$\frac{r_1}{r_A} > \frac{r_2}{r_P} \tag{3.29}$$

În cazul tiristoarelor convenționale, coordonata r_2 semnifică poziția primului rînd de șunturi al catodului n_{2P}.

Condițiile (3.28) și (3.29) de amorsare secvențială corectă a tiristoarelor cu amplificatoare integrate (figura 3.28.) sînt independente de valoarea semnalului extern de comandă (I_G).

Curentul minim de amorsare (I_{GT}) este curentul necesar aprinderii tiristorului auxiliar T_A (figura 3.28):

$$I_{GT} = V_A / R_A \tag{3.30}$$

unde: $V_A \simeq 0{,}5$ V este căderea de tensiune sub emitorul n_{2A}, numeric egală cu pragul de deschidere al unei diode cu joncțiune pn, iar R_A (figura 3.28, *b*.) se exprimă — conform relației (3.24) — prin:

$$R_A = \frac{R_{\square A}}{2\pi} \ln \frac{r_1}{r_A} \tag{3.31}$$

Tensiunea minimă de poartă V_{GT} necesară amorsării este formată din căderile de tensiune V_A și V_P, la care se adaugă (figura 3.28 *b*): tensiunile pe rezistențele laterale distribuite între poartă (G) și marginea interioară (1) a catodului auxiliar (R_{GA}), respectiv pe stratul p_2 dintre cei doi emitori (R_{AP}):

$$V_{GT} = V_A + V_P + I_{GT}(R_{GA} + R_{AP}) \tag{3.32}$$

unde: R_{GA} și R_{AP} (figura 3.28, *b*) se exprimă conform relației (3.24), utilizîndu-se distanțele radiale respective (r_G, r_A; și r_1; r_P).

Amorsarea structurii axuiliare T_A înaintea celei principale T_P contribuie la preîntîmpinarea distrugerii tiristoarelor cu amplificator integrat în cazul aprinderilor parazite (vezi §.2.4). Situația cea mai defavorabilă pentru un tiristor supus, de exemplu, la o rampă dV/dt, este cea a porții (G) în gol (vezi §.2.4.3). Efectul rampei dV/dt se evaluează prin densitatea curentului parazit j_0 (vezi relația 2.35), considerată ca fiind uniform distribuită pe suprafața joncțiunii J_2 (figura 3.29, *a*). În acest caz, densitatea curentului lateral $j_B(r)$ sub cei doi emitori se exprimă prin următoarea relație analitică, dependentă de distanța radială r [14] [15]:

$$j_B(r) = \frac{j_0 \cdot (\pi r^2)}{2\pi \cdot r \cdot W_{p2}} = \frac{j_0 r}{2W_{p2}} \tag{3.33.}$$

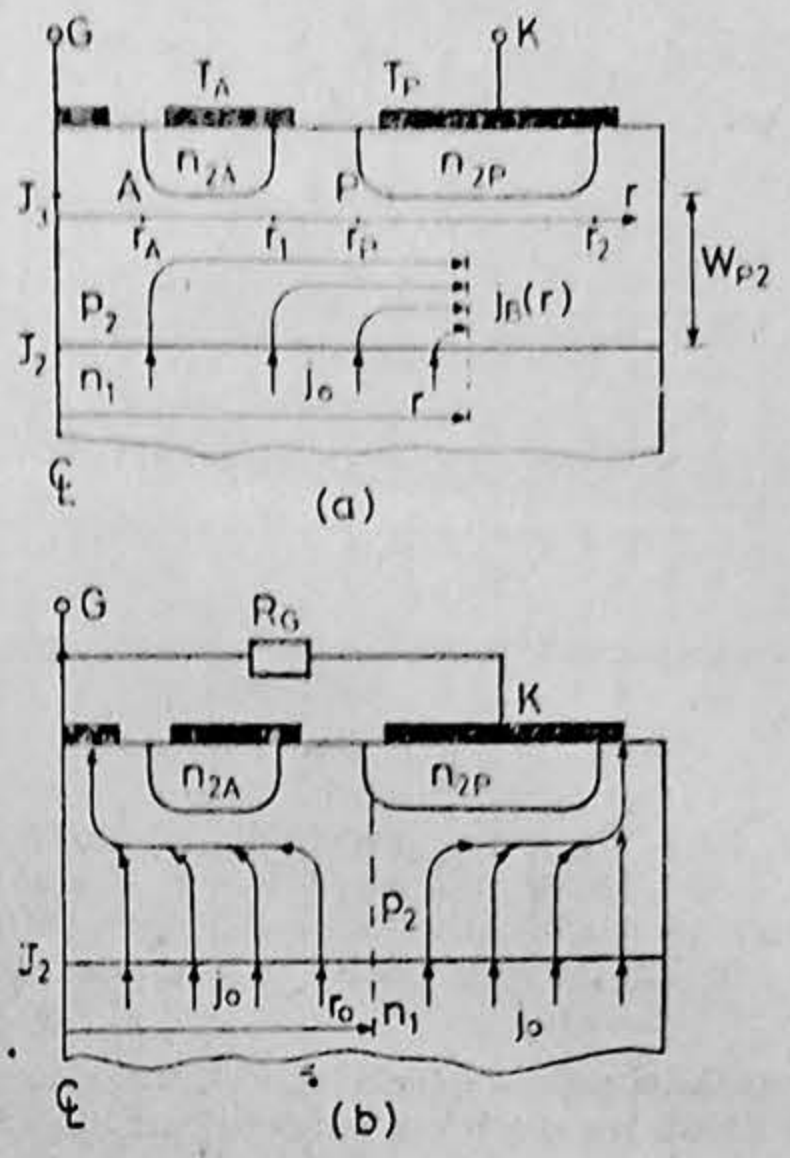


Fig. 3.29. (*a*) Model al structurii unui tiristor cu amplificator de poartă integrat și simetrie radială utilizat în analiza amorsării parazite în cazul porții în gol; (*b*) Ilustrarea curgerii curentului lateral de natură parazită prin baza p_2 în prezența unui rezistor extern R_G (Suprafața aflată la distanța $r = r_0$ de axa de simetrie a structurii are potențial maxim în raport cu catodul, ceea ce explică curgerea curentului parazit atît înspre contactul de poartă, cît și înspre catod).

Căderile de tensiune determinate de curentul $j_B(r)$ pe stratul p_2 de sub emitorii auxiliari (n_{2A}) și principal (n_{2P}) se obțin prin utilizarea relației (3.33) în (3.21) și integrarea acesteia din urmă de la r_A la r_1 (pentru determinarea potențialului V_A) și de la r_P la r_2 (pentru V_P). Astfel, se obțin relațiile [14] [15]:

$$V_A = \frac{j_0 R_{\square A}}{2}(r_1^2 - r_A^2) \tag{3.34.}$$

$$V_P = \frac{j_0 R_{\square P}}{2}(r_2^2 - r_P^2) \tag{3.35.}$$

Din condiția (3.27) și pentru $R_{\square A} \simeq R_{\square P}$, se obține:

$$(r_1^2 - r_A^2) > (r_2^2 - r_P^2) \tag{3.36}$$

Geometria superficială trebuie să satisfacă simultan condițiile (3.29) și (3.36).

În cazuri practice reale, cînd poarta G este fie conectată la catod (K) printr-un rezistor extern R_G, fie negativă în raport cu catodul (vezi figura 4.32.), o parte a curentului parazit de densitate j_0 este evacuată spre catod via terminalului G. Altfel spus, pentru toate punctele structurii aflate la o distanță $r < r_0$, curentul lateral parazit din stratul p_2 se îndreaptă spre contactul de poartă (G), tinzînd să amorseze tiristorul auxiliar T_A, în timp ce la distanțe $r > r_0$, curentul lateral tranzitează prin baza p_2 spre contactul de catod, tinzînd să amorseze tiristorul principal T_P (figura 3.29, *b*). Această particularitate conduce la relaxarea condiției (3.36) [14] [15].

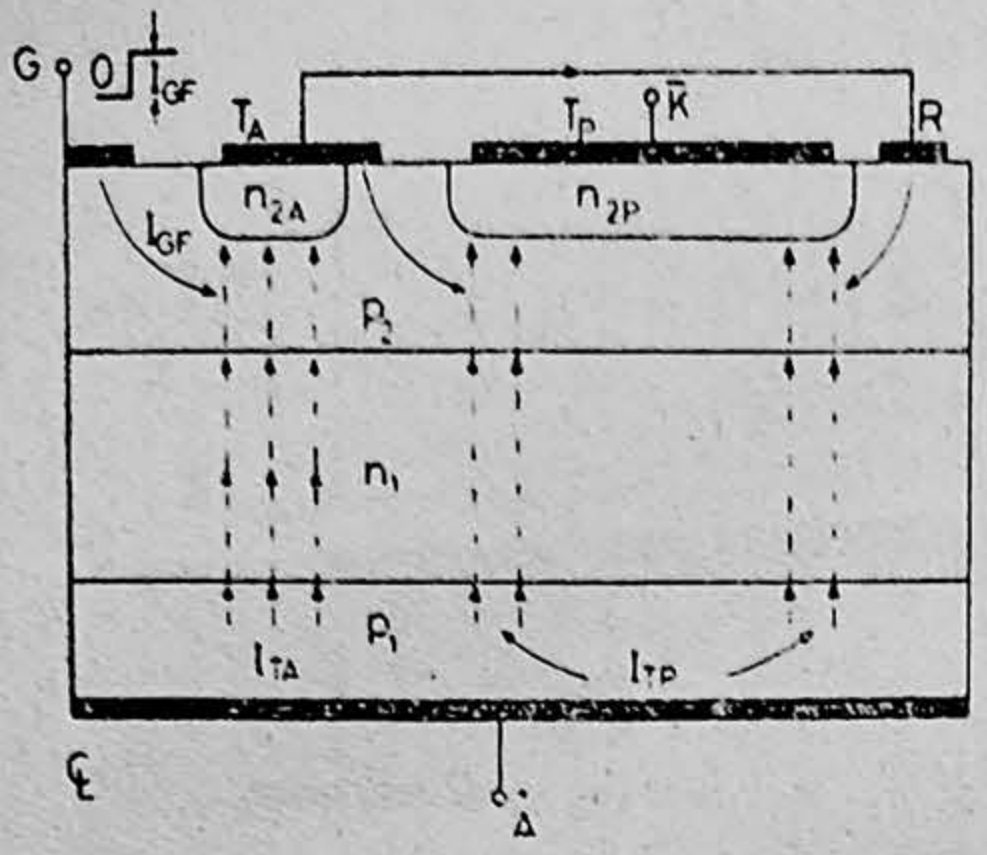


Fig. 3.30. Ilustrarea principiului de amorsare al unui tiristor cu amplificator de poartă integrat conectat la periferia structurii (tiristor cu amplificator de poartă „*în dublu inel*").

Conectarea metalizării structurii auxiliare T_A la periferia structurii (figura 3.30) permite amorsarea tiristorului principal T_P la marginea exterioară a catodului său. Avantajul principal al acestei variante constă în faptul că, pentru o anumită distanță radială r, considerată constantă, a zonei amorsate inițial, aria acesteia crește pe măsura depărtării ei de axa structurii cilindrice (vezi figura 2.16). Acest concept, care se numește „**amplificator de poartă în dublu inel**" („**dual ring amplifying gate**") [14], permite amorsarea simultană a catodului principal atît la marginea interioară, cît și la periferia sa (figura 3.30). Dezavantajele structurilor cu aprinderea catodului principal la periferia sa externă sînt : a) viteza diminuată de răspîndire a conducției v_n, datorată tocmai valorii mai mari a ariei inițiale în conducție ; b) pierderea ariei utile a plachetei, datorită prezenței inelului metalic periferic R (figura 3.30) : c) sensibilitatea sporită la semnale parazite interne generate, de exemplu, de „*efectul dV/dt*".

Catozii auxiliar (n_{2A}) și principal (n_{2P}) ai tiristoarelor cu amplificatoare integrate (figurile 3.28, 3.30, 3.32) se realizează tehnologic simultan, prin difuzii selective de fosfor (vezi §.3.3.3.3). Pentru a micșora aria plachetei afectată tiristorului auxiliar T_A, stratul de emitor n_{2A} poate fi realizat tehnologic la o adîncime mai mare decît stratul catodului principal n_{2P} (figura 3.31.). Micșorarea pe această cale a grosimii bazei p_2 de sub emitorul n_{2A} — simultan cu creșterea rezistivității sale locale — mărește substanțial rezistența pe pătrat $R_{\square A}$ ($> R_{\square P}$). Ca urmare, condiția de amorsare corectă (3.28) poate fi îndeplinită pentru valori reduse ale distanțelor r_1 și r_A (figura 3.28), deci pentru arii diminuate ale catodului auxiliar. Creșterea rezistenței pe pătrat $R_{\square A}$ are însă ca efect secundar aprinderea localizată și neuniformă a catodului auxiliar n_{2A}, ceea ce se răsfrînge negativ asupra capabilității în di/dt a dispozitivelor (§.2.6).

Structura tiristoarelor de mică și medie putere este, de regulă, rectangulară (figura 3.32). În acest caz, porțile (contactul G și amplificatorul integrat) se consideră a fi „*liniare*" [2]. Amplificarea curentului pozitiv de comandă I_G implică injecția curentului lateral în baza p_2 pe direcția x (fi-

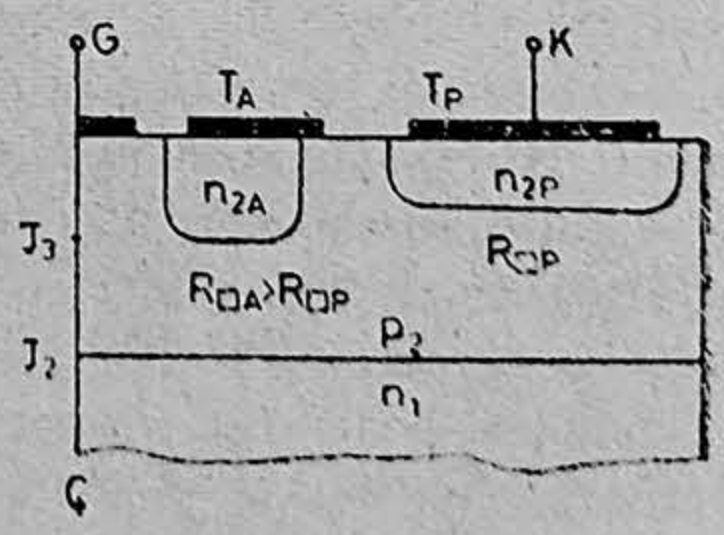


Fig. 3.31. Structura unui tiristor cu stratul de catod al amplificatorului auxiliar n_{2A} plasat la o adîncime mai mare decît catodul principal n_{2P}.

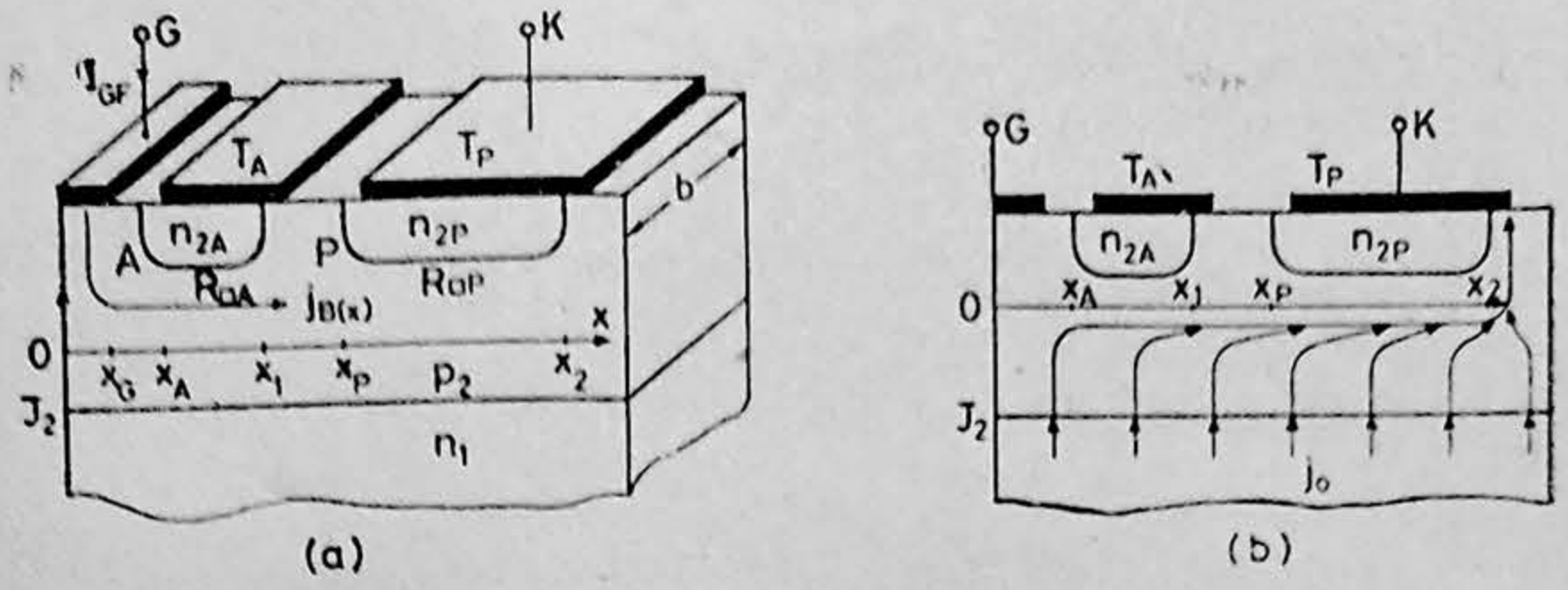


Fig. 3.32. Structura rectangulară a unui tiristor cu amplificator de poartă integrat (cazul porților *„liniare”*) la (*a*) amorsarea pe poartă ; (*b*) aprinderea parazită.

gura 3.32, *a*). Căderea de tensiune elementară dV, determinată de curentul I_G în curgerea sa — printr-un element de volum elementar al bazei p_2 — în curgerea sa — printr-un element de volum elementar al bazei p_2 — pe o distanță infinitesimală dx, se exprimă prin [2] :

$$\mathrm{d}V = \frac{R_{\blacksquare} \cdot I_G \cdot \mathrm{d}x}{b} \tag{3.37}$$

unde : b este lungimea structurii, $R_{\square}$ este rezistența pe pătrat a bazei p_2.

Căderea de tensiune V_A, produsă de curentul I_G în curgerea sa sub emitorul auxiliar n_{2A}, este dată de :

$$V_A = \int_{x_A}^{x_1} \mathrm{d}V = \frac{R_{\square A}}{b} \cdot (x_1 - x_A) \cdot I_G \tag{3.38}$$

În mod similar, căderea de tensiune V_P sub emitorul principal n_{2P} se exprimă prin :

$$V_P = \frac{R_{\square P}}{b} \cdot (x_2 - x_P) \cdot I_G \tag{3.39}$$

Condiția amorsării corecte (3.27) se exprimă cu relațiile (3.38) și (3.39) astfel [2] :

$$R_{\square A} \ (x_1 - x_A) > R_{\square P} \ (x_2 - x_P) \tag{3.40}$$

Curentul minim de amorsare I_{GT} al tiristorului se exprimă din relația (3.38) sub forma :

$$I_{GT} = \frac{V_A \cdot b}{R_{\square A} \cdot (x_1 - x_A)} \tag{3.41.}$$

unde : $V_A = 0{,}5$ V se consideră numeric egală cu pragul de deschidere al unei diode redresoare.

Efectul injecției în baza p_2 a unui curent de natură parazită (rezidual sau indus de *„efectul* dV/dt“), având o densitate uniformă j_0 la joncțiunea J_2 poate fi evaluat cu modelul din figura 3.32. *b*, pentru cazul porții în gol. Curentul menționat curge lateral în baza p_2, având o densitate :

$$j_n(r) = \frac{j_0 \cdot b \cdot x}{W_{p2} \cdot b} = j_0 \cdot x / W_{p2} \tag{3.42.}$$

unde : W_{p2} este grosimea bazei p_2.

Căderea de tensiune provocată de acest curent sub emitorul auxiliar se obține sub forma (vezi relația 3.21) :

$$V_A = \frac{\overline{\rho} \cdot j_0}{W_{p2}} \int_{x_A}^{x_1} x \cdot dx = R_{\square A} \frac{j_0}{2} \cdot (x_1^2 - x_A^2) \tag{3.43}$$

În mod similar, căderea de tensiune sub emitorul principal $n_2 P$ este dată de :

$$V_P = R_{\square P} \cdot \frac{j_0}{2} \cdot (x_2^2 - x_P^2) \tag{3.44}$$

Condiția (3.27.) implică :

$$R_{\square A} \cdot (x_1^2 - x_A^2) > R_{\square P} \cdot (x_2^2 - x_P^2) \tag{3.45}$$

Densitatea critică a curentului parazit $j_{0(cr)}$, care induce creșterea tensiunii V_A de sub catodul auxiliar n_{2A} pînă la valoarea de prag a unei diode *pn* ($\simeq$ 0,5 V), rezultă din (3.43.) sub forma :

$$j_{0(cr)} = -\frac{2 \times 0{,}5 \text{ (V)}}{R_{\square A} \cdot (x_1^2 - x_A^2)} \tag{3.46}$$

3.4. CONTROLUL TIMPULUI DE VIAȚĂ

3.4.1. Considerații generale

Funcționarea și performanțele globale ale dispozitivelor *GTO* depind într-o măsură considerabilă de abilitatea de a controla tehnologic timpul de viață al purtătorilor minoritari (vezi § 1.5.2.5). **Controlul timpului de viață implică două aspecte** [1]—[5] :

1) **prevenirea contaminărilor/formării defectelor** în placheta de siliciu în cursul fazelor tehnologice de fabricare și **îndepărtarea controlată** din volumul structurii *pnpn* a **impurităților/defectelor reductoare ale timpului de viață, distribuite spațial neuniform/aleatoriu ;**

2) **micșorarea controlată ~ prin tehnici adecvate ~ a timpului de viață în scopul reducerii timpului de blocare pe poartă.**

Contaminarea plachetei de siliciu poate proveni din [1] [2] [10] — [12] : poluarea mediului tehnologic ; sursele dopante, gazele purtătoare, precum și tuburile/fiolele de difuzie ; soluțiile chimice utilizate în spălări și corodări ; materialele reziduale de pe suprafață, provenite în urma lepuirii și lustruirii. Penetrarea impurităților în volumul plachetei are loc în principal în cursul proceselor de difuzie la temperaturi înalte (vezi §.3.3.2). Prezența impurităților metalice (cupru, fier, aur, etc.) în volumul plachetei procesate se explică tocmai prin viteza mare de penetrare în siliciu a elementelor menționate la temperaturi ridicate.

Defectele rezultate în urma procesărilor la temperaturi înalte introduc două nivele energetice dominante în banda interzisă a siliciului : un nivel situat la 0,267 *eV* sub banda de conducție E_c (în baza n_1) și un nivel situat la 0,31 *eV* deasupra benzii de valență E_v (în baza p_3). Aceste

trape, datorate în principal prezenței aurului și fierului, controlează efectiv timpul de viață a purtătorilor minoritari. Concentrația centrilor adînci de recombinare, rezultați în urma procesărilor inițiale la temperaturi elevate, este ulterior substanțial redusă prin difuziile de fosfor care au efect de *getterizare* (vezi § (3.4.2).

3.4.2. Getterizarea

Getterizarea *este procesul tehnologic de „colectare" și îndepărtare din volumul plachetelor de siliciu a impurităților reductoare ale timpului de viață a purtătorilor minoritari. Creșterea timpului de viață — ca urmare a getterizării — se traduce prin îmbunătățirea caracteristicilor de blocare și de conducție ale tiristoarelor* (vezi §.4.3.8). Îndepărtarea — prin getterizare — a trapelor răspîndite aleator în volumul plachetei de siliciu permite — într-o fază ulterioară — reducerea riguros controlată a timpului de viață în scopul diminuării duratei blocării pe poartă a dispozitivelor *GTO* (vezi §.3.4.3).

Există două tipuri principale de getterizări [1] [2] :

1) de **preoxidare,** efectuată chiar la începutul fluxului de fabricare al tiristoarelor, avînd ca obiectiv eliminarea impurităților și microdefectelor care, în fazele tehnologice ulterioare, pot deveni centri de nucleere a defectelor active ;

2) de **difuzie,** care se efectuează în cadrul proceselor uzuale de difuzie ale fosforului sau/și a borului (vezi §.3.3.2.).

Ambele tipuri de getterizări creează condițiile pentru difuzia rapidă a impurităților/defectelor din zonele critice (bazele n_1 și p_2) în regiunile neactive ale dispozitivelor (suprafețele superioară/inferioară). După *„capturarea"* impurităților/defectelor, zona *„colectoare"* a structurii este îndepărtată chimic (prin corodare) sau mecanic (tehnici abrazive) [1] [2] .

Tehnicile de getterizare preoxidantă includ tratament termice în azot sau oxidări în prezența clorului. În cazul tiristoarelor *GTO*, getterizările fac, de regulă, parte integrantă din procesele normale de difuzie ale fosforului (P) și borului (B), două elemente ai căror atomi au dimensiuni mai reduse decît atomul de siliciu (vezi tabelul 3.1). **Difuziile getterizante** sînt cele care au ca obiectiv formarea regiunilor superficiale cu concentrații înalte de impurități, asociate realizării contactelor ohmice de metalizare. Asemenea difuzii sînt cele de bor (pentru formarea contactelor de anod și de poartă) și cele de fosfor, utilizate pentru realizarea contactelor de catod. Stratul subțire rezultat la suprafață în urma difuziilor getterizante este ulterior îndepărtat prin corodare chimică sau tehnici abrazive [1]—[4].

Getterizarea de difuzie tipică constă în depunerea unui strat de *„sticlă"* puternic dopată (sticlă de fosfosilicați sau borosilicați), urmată de un ciclu de tratament termic (*„annealing"*). Astfel getterizarea cu bor a tiristoarelor *GTO* se efectuează după corodarea zonei de poartă și înainte de procesul micșorării controlate a timpului de viață. Procedeul poartă denumirea de *„pensulare cu bor"* și constă în aplicarea pe spatele plachetei a unui borosilicat B_2O_3. Pelicula depusă se usucă, astfel încît pudra de bor aderă pe suprafața siliciului. Tratamentul termic de ~ 3 ore la ~ 1 250°C se efectuează în tub închis, în prezența oxigenului uscat. În urma acestui proces se formează *sticla de bor*, care *„reține"* impuritățile colectate la suprafață din volumul siliciului. Sticla de bor, conținînd impuritățile colectate, este ulterior îndepărtată. Dizolvarea sticlei se realizează într-o baie electrolitică cu soluție de KOH (*deglazurarea electrochimică*). Dizolvarea sticlei se produce prin *anodizare* (conectarea plachetei la anod).

Mecanismele principale care guvernează procesele de getterizare prin difuzie sînt determinate de : 1) *stress-ul* mecanic și termic în prezența concentrației înalte a dopantului ; 2) solubilitatea mărită a ionilor metalici în siliciul puternic dopat cu impurități. Factorii menționați favorizează „expulzarea" ionilor metalici din volumul plachetei înspre suprafața acesteia [1] [2] [9] [12].

3.4.3. Reducerea timpului de viață

3.4.3.1. Aspecte generale

Durata de tranziție a tiristoarelor *GTO* din starea de conducție directă („*ON*") în cea de blocare („*OFF*") este condiționată de timpul de viață al purtătorilor minoritari din baze (vezi § 2.10). Micșorarea timpului de blocare al dispozitivelor *GTO* reclamă diminuarea timpului de viață τ_{HSR} (*Hall-Shockley-Read*) în bazele n_1 și p_2 (vezi § 1.5.2.5). **Reducerea intenționată a timpului de viață se efectuează prin următoarele două metode** [1], [2], [13] :

a) **difuzia** în placheta de siliciu a impurităților, care introduc centri adînci de recombinare în banda interzisă a siliciului ;

b) **tehnici nucleare** (iradierea cu particule de energie înaltă). Defectele astfel create în rețeaua cristalină a plachetei au nivelele energetice situate în banda interzisă a siliciului.

Din punct de vedere istoric, introducerea centrilor recombinaționali prin **difuzia impurităților în placheta de siliciu** a constituit **prima metodă eficientă de reducere a timpului de viață** τ_{HSR}. Această tehnică se bazează pe faptul că o serie de impurități (aur, fier, platină, paladiu, etc.) introduse în siliciu creează nivele energetice situate în apropierea mijlocului benzii interzise a semiconductorului-gazdă. **În prezent, doar aurul (Au) și platina (Pt) sînt folosite pentru controlul timpului de viață** [1]—[5], [13].

Difuzia aurului și platinei în siliciu, efectuată la temperaturi înalte (800°C—1 000°C), se produce mult mai rapid decît difuzia impurităților utilizate în fabricarea tiristoarelor (de exemplu, fosforul și borul). Datorită acestei particularități, difuziile de Au și Pt se efectuează întotdeauna **după** realizarea structurii *pnpn*. Etapa de reducere a timpului de viață precede însă metalizaările, întrucît temperatura de difuzie a Au și Pt depășește cu mult temperatura eutectică (~ 577°C) a structurii siliciului — metalizarea de aluminiu, utilizată în tiristoare. În absența metalizărilor, dispozitivele nu pot fi testate electric după faza de micșorare — prin difuzie — a timpului de viață.

Temperatura și timpul de difuzie al aurului și platinei controlează densitatea centrilor de recombinare N_t, deci timpul de viață al purtătorilor. Obținerea timpilor de viață implică utilizarea temperaturilor înalte de difuzie. Fluctuațiile minore ale temperaturii de difuzie determină variații în limite largi ale caracteristicilor electrice ale dispozitivelor.

Bombardamentul (iradierea) cu particule de energii înalte (electroni, neutroni, protoni etc.) are drept rezultat crearea de defecte, prin deplasarea atomilor din rețeaua cristalină a siliciului. *Aceste defecte introduc nivele energetice în banda interzisă a siliciului, care se manifestă în calitate de centri eficienți de recombinare.* În siliciul *n* de rezistivitate mare, utilizat în fabricarea tiristoarelor (deci în baza n_1), defectele principale datorate iradierii sînt *divacanțele* (două vacanțe adiacente din rețeaua siliciului, rezultate din deplasarea atomilor respectivi [1] [2] [13].

Avantajele tehnicilor nucleare de reducere a timpului de viață — în comparație cu metodele bazate pe difuzie — se pot rezuma astfel : *a*) iradierea se efectuează la temperatura camerei pe dispozitive finite (încapsulate), adică *după* încheierea procesului de fabricație și testarea prealabilă a caracteristicilor electrice ; *b*) timpul de viață rezultant este determinat de doza de iradiere, care poate fi monitorizată cu precizie, permițînd efectuarea unui control riguros asupra gamei de dispersie a principalilor parametri electrici ; *c*) controlul densității centrilor de recombinare poate fi efectuat în trepte succesive de iradiere, cu testarea parametrilor electrici ai dispozitivelor între două iradieri consecutive, în scopul *trimerării* (ajustării) principalelor caracteristici ai tiristoarelor la valorile prestabilite ; *d*) defectele introduse de iradiere pot fi diminuate printr-un ciclu de tratament termic („*annealing*") la temperaturi relativ joase (~400°C), procedeu ce permite recuperarea (revenirea) dispozitivelor expuse la doze excesive de radiații ; *e*) procesul de iradiere este curat și mai simplu decît difuzia impurităților, permițînd evitarea contaminărilor — posibile în cadrul tehnicilor de difuzie — dintre dispozitivele procesate conform unui ciclu tehnologic avînd ca finalitate obținerea unui timp de viață relativ mare și tiristoarele rapide, caracterizate printr-un timp de viață relativ redus. În pofida acestor avantaje ale tehnicilor nucleare, difuzia de aur (*Au*) este încă preferată în domeniul fabricării tiristoarelor *GTO*. Cauza principală rezidă în faptul că difuzia de *Au* introduce centri de recombinare diferiți ca poziție în banda interzisă a siliciului față de cei rezultați prin iradiere, ceea ce se traduce prin obținerea unui compromis satisfăcător între timpul de blocare pe poartă și căderea de tensiune în direct [1]–[5].

3.4.3.2. Tehnici de difuzie

Doparea cu aur (Au) se realizează prin depunerea unei pelicule subțiri de **Au** (cu grosimea de 100 — 500 Å) pe anodul structurii *pn pn*. Depunerea se efectuează prin evaporare în vid sau chimic, operație urmată de procesul de difuzie propriu-zis la temperaturi înalte (800°...1 000°C). Aurul este difuzant rapid în siliciu, afectînd astfel toate zonele semiconductorului (figura 3.33.) Doparea cu aur a structurii *pnpn* nu este uniformă : concentrația de Au este întotdeauna mai mare în regiunile cu densități sporite de defecte, adică în zonele puternic dopate ale tiristoarelor. Astfel, de exemplu, la sfîrșitul procesului de difuzie al aurului dinspre partea de anod a tiristoarelor *GTO*, o concentrație mai mare de aur se găsește în extremitatea opusă a structurii, adică în zona catodului, puternic dopată cu fosfor. Ca urmare, sînt afectați toți parametrii electrici ai dispozitivelor.

Difuzia de Au este un proces tehnologic dificil de controlat într-o manieră reproductibilă. Concentrația de aur în siliciu, precum și gradul său de manifestare electrică, sînt determinate de o gamă largă de factori : grosimea și rezistivitatea plachetei, starea suprafeței, densitatea de defecte din siliciu induse de procesele tehnologice anterioare, distribuția de impurități în structura *pnpn*, prezența unor impurități, ca oxigenul și carbonul, în siliciu etc. Ca urmare, predicția influenței unei anumite secvențe a difuziei de aur (temperatură, timp) asupra timpilor de viață este extrem de dificilă ; *procesul optim de dopare cu aur se elaborează prin încercări succesive pentru fiecare tip de dispozitiv.*

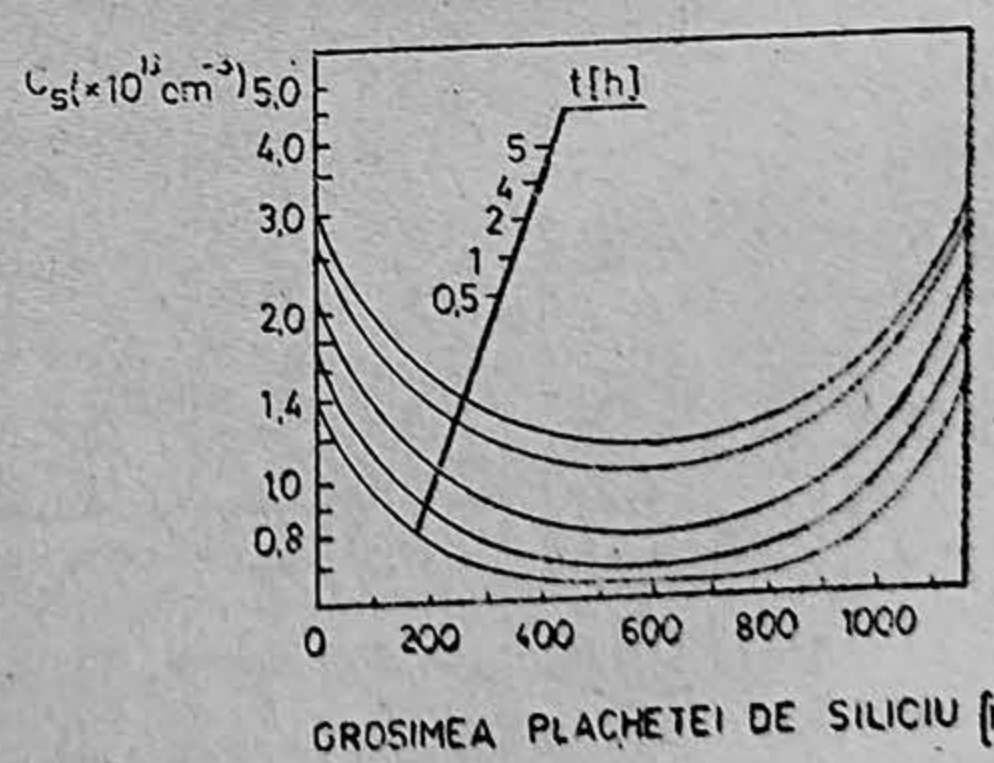


Fig. 3.33. Distribuția tipică a aurului difuzat într-o plachetă de siliciu de mare rezistivitate avînd grosimea de 1 150 μm. (Parametrul care diferențiază cele cinci curbe este timpul de difuzie al aurului).

O problemă importantă derivă din tendința aurului de a difuza preferențial în zonele structurii *pnpn* cu o densitate mare de defecte. Acest fenomen se traduce printr-o acumulare a impurităților de aur în zonele cu densități sporite de defecte. Prezența aurului determină activarea electrică a defectelor, distribuite spațial neuniform, ceea ce mărește gradul de anizotropie al structurii *pnpn* în plan transversal și longitudinal. În cursul funcționării tiristoarelor la densități mari de curent, aceste neomogenități zonale favorizează concentrarea conducției în cîteva regiuni preferențiale, deci supraîncălzirea locală a dispozitivelor.

Realizarea stratului n_3 prin difuzia de arsen, al cărui atom este exact de dimensiunea atomului de siliciu (vezi tabelul 3.1)*j*, diminuează substanțial densitatea de defecte induse în emitorul de catod, inhibînd astfel tendința aurului de a difuza în acest strat.

Aurul introduce doi centri adînci de recombinare în banda interzisă a siliciului (figura 3.34): un nivel acceptor (A), situat la o distanță de 0,54 eV de marginea inferioară a benzii de conducție (E_c) și un nivel donor (D), situat la o distanță de 0,35 eV de marginea superioară a benzii de valență (E_v). Locația apropiată de mijlocul benzii interzise ($E_G/2$) a acestor trape adînci favorizează recombinările *HSR*, micșorînd astfel timpii de viață τ_{HL}, τ_{LL} și τ_{sc} (vezi §.1.5.2.5). În siliciul de tip n, adică în baza n_1 a tiristoarelor, centrul de recombinare dominant este nivelul acceptor (A), locat chiar la mijlocul benzii interzise ($E_G/2$). Concentrația de Au în acest strat nu depășește concentrația de impurități donoare din substrat ($N_{D1} = 6 \times 10^{13}\,cm^{-3}$... $...2 \times 10^{14}\,cm^{-3}$). Utilizînd secțiunile de captură C_p pentru goluri din Tabelul 3.3. și considerînd $N_t \simeq N_{D1}$, din relația (1.41) se obțin valori ale

Tabelul 3.3. **Parametrii principali ai centrilor de recombinare *dominanți* introduși de aur, platină și iradierea cu electroni în siliciul de tip *n***

Natura/proveniența centrului de recombinare	Poziția nivelului energetic (*eV*)	Secțiunea de captură		Raportul $\tau = \frac{\tau_{n0}}{\tau_{p0}}$
		Goluri (cm^2)	Electroni (cm^2)	
Aur	$E_v + 0{,}56$	$6{,}08 \times 10^{-15}$	$7{,}21 \times 10^{-17}$	69,7
Platină	$E_v + 0{,}42$	$2{,}70 \times 10^{-13}$	$3{,}20 \times 10^{-14}$	69,8
Iradierea cu electroni	$E_v + 0{,}71$	$8{,}66 \times 10^{-16}$	$1{,}62 \times 10^{-16}$	4,42

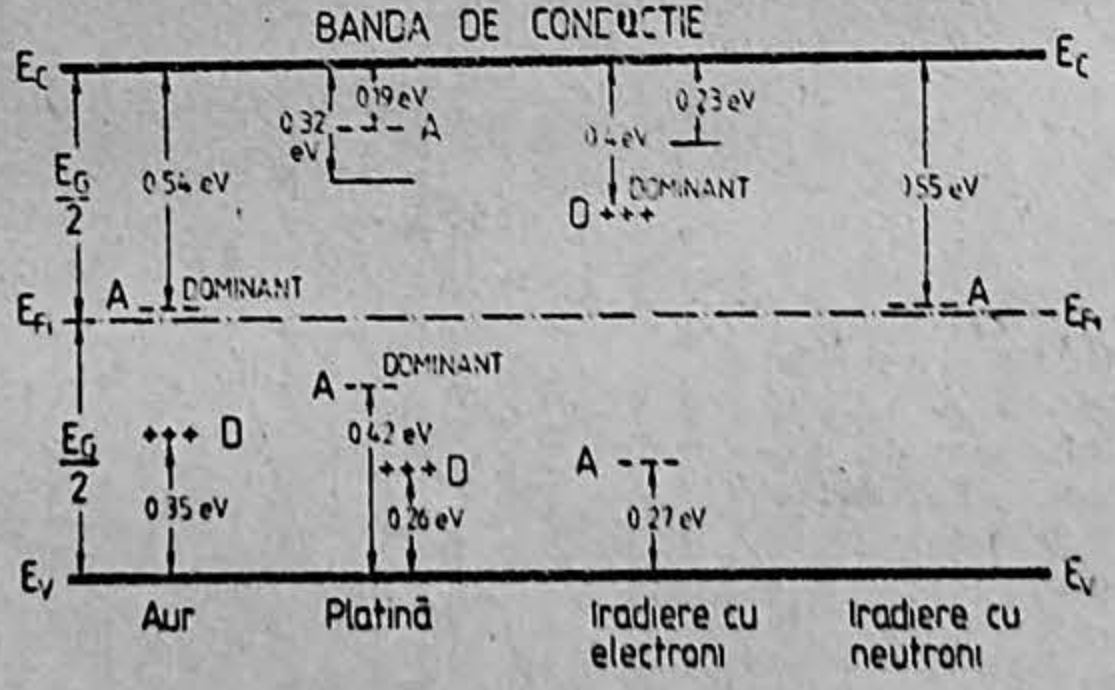


Fig. 3.34. Poziția energetică în banda interzisă a siliciului a centrilor de recombinare introduși de aur, platină, iradierea cu electroni și cu neutroni.

timpului de viață τ_{s0} în gama 1 μs...10μm. Dependența timpilor de viață (1.41) și (1.42) de concentrația (N_t) a aurului în siliciul n și p este trasată în figura 3.35 cu datele din Tabelul 3.3. Se remarcă faptul că creșterea concentrației de aur de la 10^{14} cm^{-3} la 10^{18} cm^{-3} determină scăderea practic liniară a timpilor de viață τ_{nsR} de la aproximativ ~ 1 μs la $\sim 0{,}1$ ns [11]. Din cele expuse rezultă că prezența concentrațiilor ridicate de aur în baza p_2 și emitorul n_2 conduce la micșorarea timpului de viață *HSR* al purtătorilor minoritari la valori comparabile cu timpul de viață Auger τ_A (vezi §.1.5.2.5). Ca urmare, timpul *efectiv* de viață în straturile p_1,p_2 și n_2 este determinat — conform relației (1.61) — de efectul conjugat al recombinărilor *HSR* și *Auger*.

Parametrii electrici de bază ai tiristoarelor *GTO* sînt afectați de profilul în forma literei U (vezi figura 3.33) și concentrațiile *efective* de aur în fiecare dintre straturile constitutive ale structurii *pnpn*. Forma specifică a distribuției de aur se traduce prin concentrații ridicate în apropierea ambelor suprafețe, adică în straturile p_1 și n_2, ceea ce are ca efect : a) diminuarea factorilor de cîștig în curent α_{npn} și α_{pnp} ; b) creșterea contribuției căderii de tensiune pe fiecare strat la căderea de tensiune globală în direct V_{TM} ; c) modificarea rezistivității *efective* a straturilor respective.

Efectuarea difuziei de aur în tiristoarele *GTO* are ca scop principal micșorarea timpului de viață în baza groasă n_1, în vederea diminuării duratei intervalului de anihilare a sarcinii stocate/reziduale din acest strat în cursul procesului de blocare pe poartă. Există următoarele trei variante ale distribuției de aur în baza groasă n_1 [2] [17] [18] :

1. Distribuția uniformă de-a lungul bazei n_1 (figura 3.36, *a*), deci concentrații practic egale de aur la joncțiunile J_1 și J_2. Obținerea acestei distribuții necesită menținerea concentrației de fosfor în stratul n_2 sub $\simeq 10^{20}$ cm^{-3}, iar concentrația maximă de impurități acceptoare din stratul de anod p_1 trebuie să fie sub $\simeq 10^{18}$ cm^{-3}. Această distribuție a aurului oferă un compromis optim între sarcina stocată (timpul de blocare), căderea de tensiune în direct V_{TM} și valoarea curentului rezidual (I_D/I_R).

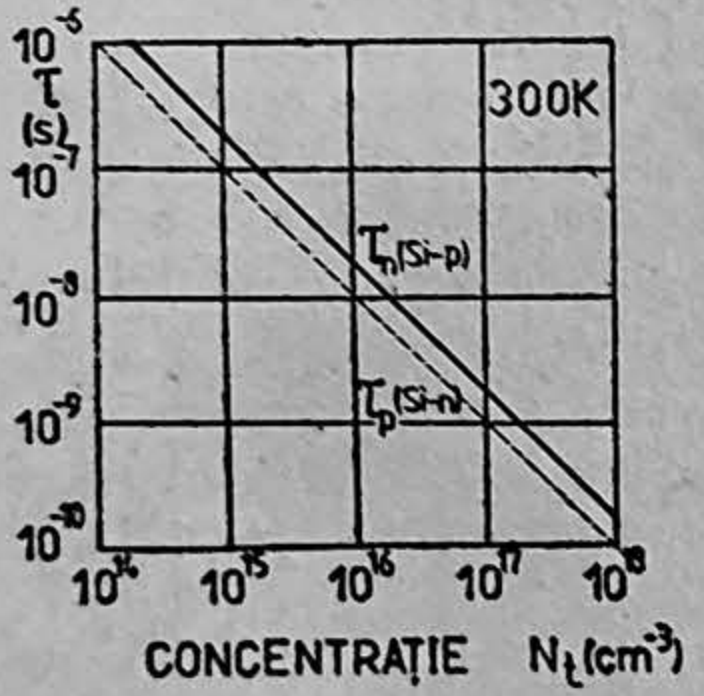


Fig. 3.35. Timpul de viață al electronilor (τ_n) și al golurilor (τ_p) în siliciul de tip p, respectiv de tip n, ca funcție a concentrației de aur N_t.

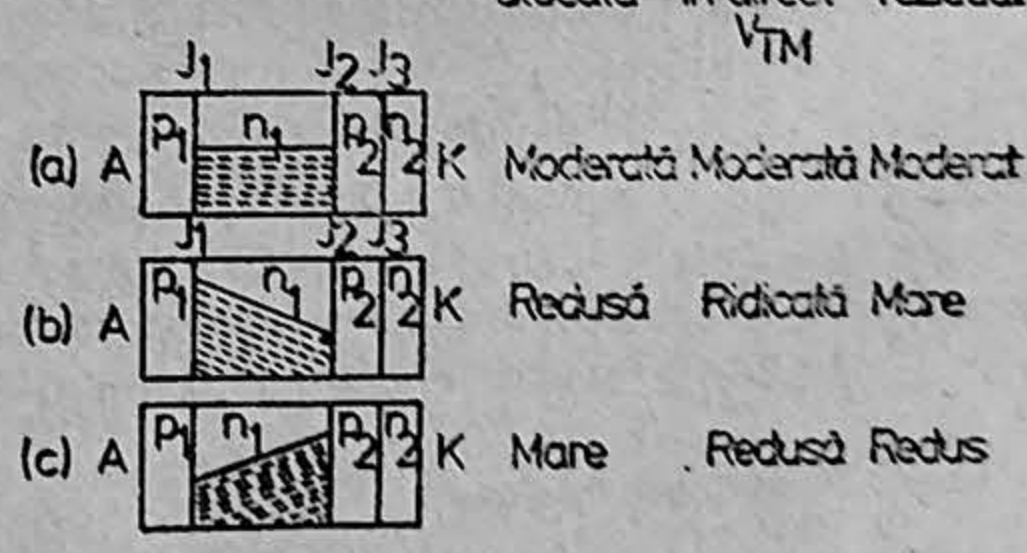


Fig. 3.36. Comparație a caracteristicilor principale ale tiristoarelor avînd distribuții diferite ale aurului în baza n_1. (Timpul de blocare în cele trei cazuri este practic identic).

2. Distribuția de aur liniar descrescătoare (figura 3.36, *b*) de la joncțiunea de anod (J_1) la cea centrală (J_2), obtenabilă pentru concentrații de fosfor la suprafața stratului n_2 de peste $\sim 2 \times 10^{20}$ cm^{-3}. Valoarea scăzută a concentrației de aur la joncțiunea de catod se explică prin acțiunea de getterizare a fosforului. Acest profil de distribuție al aurului permite realizarea dispozitivelor rapide cu prețul creșterii căderii de tensiune în direct V_{TM} și a valorii curentului rezidual (I_D/I_R).

3. Distribuția de aur liniar crescătoare (figura 3.36, *c*) de la joncțiunea J_1 la J_2. Pentru obținerea acestui profil de distribuție al aurului este necesar ca valoarea maximă a concentrației de fosfor în stratul n_2 să fie relativ redusă (sub 10^{20} cm^{-3}), ceea ce minimizează acțiunea sa de getterizare. În acest caz, ca getter se utilizează borul (vezi §.3.4.2). Acest profil al distribuției de aur permite reducerea căderii de tensiune în direct V_{TM} și a curentului (I_D/I_R), însă mărește timpul de blocare al tiristoarelor.

Tiristoarele dopate cu aur prezintă un coeficient pozitiv de variație cu temperatura a căderii de tensiune în conducție directă. Această particularitate implică pierderi relativ mari în conducție directă la temperaturi uzuale de lucru ($T_{vj} = 125$°C), ceea ce limitează capabilitatea în putere a dispozitivelor. O procedură tehnologică care elimină acest dezavantaj poartă denumirea de „*metodă DKD*" („**D***ouble* — **K***iller* **D***iffusion*") [2] [19] și constă în difuzia a două impurități reductoare ale timpului de viață : *aurul* și *fierul*. Difuzia este efectuată în două trepte. În prima fază are loc difuzia fierului la temperaturi înalte. În faza a doua, se procedează la difuzia convențională de aur. Predifuzia fierului, care introduce două nivele energetice donoare în siliciu, situate în apropierea mijlocului benzii interzise ($E_v + 0{,}4$ eV și respectiv $E_v + 0{,}55$ eV) [11] [16] [19], controlează atît uniformitatea distribuției impurităților de aur difuzate, cît și valoarea finală a timpilor de viață τ_{HL}, τ_{LL} și τ_{SC}. Tiristoarele *GTO* rapide, realizate prin *metoda DKD*, prezintă un coeficient negativ de variație cu temperatura a căderii de tensiune în direct, precum și parametrii dinamici superiori dispozitivelor cu structură identică, bazate pe utilizarea exclusiv a difuziei de aur [19].

Utilizarea difuzici de platină (Pt) pentru controlul timpului de viață este de dată relativ recentă ($\sim$ 1970) [20]. **Pt** are avantajul (față de **Au**) că reduce substanțial timpul de blocare al tiristoarelor fără a atrage o creștere corespunzătoare a curentului de generare (rezidual) în zona de sarcină spațială a joncțiunii care blochează tensiunea aplicată. În consecință, doparea cu **Pt** afectează într-o măsură mai redusă decît aurul parametrii V_{DRM}, V_{RRM} și V_{FBO} ai tiristoarelor.

Nivelul energetic **dominant** introdus de **Pt** în siliciul de tip *n* este situat la 0,42 eV deasupra marginii benzii de valență (vezi figura 3.34). Timpii de viață (τ_{SC}, τ_{HL}, τ_{LL}) determinați de acest centru depind pronunțat de rezistivitatea substratului și de temperatură (vezi figura 3.39). Ca urmare, *Pt* nu este folosită pentru controlul timpului de viață în tiristoarele *GTO*.

3.4.3.3. Tehnici nucleare

Iradierea (bombardamentul) dispozitivelor cu electroni (e^-), avînd energii de 1—2 MeV, constituie o tehnică recentă, însă frecvent utilizată pentru controlul reproductbiil al timpului de viață. Această metodă permite reducerea timpului de blocare al dispozitivelor *GTO* fără a mări corespunză-

ter curentul invers (rezidual) al joncțiunii care blochează tensiunea aplicată în direct/invers. Efectele iradierii sînt uniforme pe axa longitudinală a dispozitivelor.

Iradierea cu e^- crează defecte în siliciu, care se manifestă ca centri de recombinare. Un singur electron dintr-un fascicul cu densitatea de energie de 2 MeV/cm³ crează în mod uzual aproximativ 0,23 defecte stabile pe cm³ de siliciu [1]. De regulă, o doză tipică de $7 \times 10^{13} \ldots 2 \times 10^{14}$ electroni/cm³ cu energia de 2 MeV reduce de ~ 20 ori timpul de viață al purtătorilor minoritari în baza *n* a tiristoarelor, micșorînd astfel substanțial timpul de blocare al dispozitivelor [1] [2] [13].

Timpul de viață al purtătorilor minoritari (τ) într-un strat de siliciu iradiat cu electroni este corelat cu timpul de viață (τ_0) inițial (înainte de iradiere) prin relația [1] [2] [13]:

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1}{\tau_0} + K' \cdot \Phi_e \quad [s^{-1}] \tag{3.47}$$

unde: Φ_e este fluența (*doza*) de radiații pe cm², K' — *factorul de defecte la radiații* („*radiation damage factor*").

Pentru baza *n* de rezistivitate ridicată, iradiată cu electroni de energie ~ 2 MeV, ecuația (3.47) se aproximează prin relația [1] [13]:

$$\frac{1}{\tau} = 0{,}029 + 8{,}8 \times 10^{-15} \cdot \Phi_e \quad [\mu s^{-1}] \tag{3.48}$$

pentru $\Phi_e < 7 \times 10^{13}$ electroni/cm².

Pentru o doză a electronilor între $\Phi_e = 7 \times 10^{13}$/cm² și 2×10^{14}/cm², ecuația (3.47) capătă următoarea formă empirică [1] [13]:

$$\frac{1}{\tau} = 0{,}452 + 2{\cdot}19 \times 10^{-15} \cdot \Phi_e \quad [\mu s^{-1}] \tag{3.49.}$$

Astfel, de exemplu, pentru o doză de $\simeq 7 \times 10^{13}$ electroni/cm², avînd energia de 2 MeV, timpul de viață al purtătorilor minoritari (goluri) în baza *n* a tiristoarelor se reduce — conform relației (3.49) — de la o valoare tipică inițială (înainte de iradiere) de $\tau_{p_0} = 35$ μs la aproximativ $\tau_p = 1{,}6$ μs [1] [13]. Această reducere a timpului de viață se reflectă favorabil în viteza mărită de comutație a tiristoarelor din starea „*ON*" în cea de „*OFF*".

Bombardamentul cu e^- introduce trei nivele energetice în banda interzisă a siliciului (vezi figura 3.34 și tabelul 3.3). În siliciul de tip *n*, centrul de recombinare dominant este nivelul donor (divacanță), situat la ~ 0,4 eV sub marginea benzii de conducție [13]. După un tratament termic de aproximativ 20 minute la ~ 370°C, restructurarea poziției și densității defectelor se manifestă prin stabilirea nivelului energetic dominant la 0,36 eV sub marginea benzii de conducție (E_c). Același rezultat se obține printr-un tratament termic de 50 minute la 300°C. Un tratament ulterior la 370°C timp de o oră reduce la jumătate densitatea defectelor induse prin iradiere [1] [13].

Stabilitatea trapelor (defectelor) în timp la excursii mari de temperatură joacă un rol important în determinarea fiabilității dispozitivelor *GTO*. Tratamentul termic post-radiativ permite atît refacerea parțială a rețelei cristaline a siliciului, cît și asigurarea stabilității cu temperatura a densității și locației energetice a trapelor [21]. Astfel, dispozitivele iradiate cu e^-, nesupuse unui tratament termic, au parametri electrici stabili pînă la temperatura joncțiunii de $T_j = 150$°C: depășirea acestei limite produce mutații în structura și locația defectelor. De regulă, un tratament termic la ≃ 310°C timp de 5 ore asigură o stabilitate bună în timp a parametrilor lorelectrici ai dispozitivelor operate la temperaturi de pînă la 200°C [1], [2] [13].

Prin **iradierea cu neutroni** sînt induşi centri de recombinare [1] [2] [11], care au două nivele acceptoare, situate la (E_c — 0,16 eV), respectiv (E_c — 0,4 eV), şi două nivele donoare, cu locaţia la (E_v + 0,3 eV), respectiv (E_v + 0,16 eV). În urma tratamentului termic post-radiativ, restructurarea poziţiei şi densităţii defectelor induse prin iradiere situează *centrul acceptor dominant rezultant la mijlocul benzii interzise a siliciului* (vezi figura 3.34). Datorită locaţiei trapei dominante în proximitatea mijlocului benzii interzise, curentul de generare în zona de sarcină spaţială a joncţiunii care blochează tensiunea aplicată pe tiristor este mai mare decît în cazul bombardamentului cu e^-. Din acest punct de vedere, *rezultatele iradierii cu neutroni sînt similare celor obţinute prin difuzia cu aur.* Necesitatea dezactivării dispozitivelor iradiate (proces care necesită un timp relativ îndelungat, mergînd pînă la cîteva săptămîni), precum şi valorile relativ mari ale curenţilor reziduali, limitează utilitatea acestei metode de reducere a timpului de viaţă.

Iradierea cu raze gamma (γ) se efectuează din surse de cobalt (Co^{60}). Acest izotop emite doi fotoni cu energii de 1,17 MeV şi, respectiv de 1,3 MeV, cu timpul de înjumătăţire de 5,3 ani [22]. Iradierea cu particule γ induce cinci centri de recombinare : patru trape acceptoare, situate la (E_c — 0,17 eV), respectiv la (E_c — 0,24 eV), (E_c — 0,37 eV), (E_c — 0,5 eV) şi un nivel donor, cu locaţia (E_v + 0,36 eV). Centrul amfoteric* dominant în siliciul *n* este cel situat în proximitatea mijlocului benzii interzise (E_c — 0,5 eV) [1] [17]. Din acest punct de vedere, iradierea cu particule γ se aseamănă cu bombardamentul cu neutroni sau cu difuzia de aur, întrucît conduce la micşorarea substanţială a timpului τ_{so}, deci la creşterea curentului rezidual al tiristoarelor în starea de blocare directă/inversă. Acest dezavantaj este compensat de abilitatea radiaţiilor γ de a pătrunde prin componente metalice relativ groase. Astfel, de exemplu, aproximativ 50% din particulele unui fascicul incident se pot penetra printr-o structură formată din cupru de grosime ~ 1 cm şi molibden (tungsten) cu grosimea de ~ 2,5 mm pentru a atinge ţinta (placheta de siliciu) din interiorul capsulei unui tiristor tipic de putere. Această particularitate este utilă în procesul micşorării timpului de viaţă în structuri încapsulate şi în obţinerea unei plaje relativ înguste de variaţie a unui anumit parametru electric (de exemplu, sarcina stocată) al dispozitivelor, ceea ce prezintă importanţă în cazul înserierii tiristoarelor [22].

Timpul de viaţă al purtătorilor din baza *n* a dispozitivelor supuse iradierilor γ se obţine din relaţia (3.47). Valorile factorului K sînt cuprinse între 1 şi 5 × 10^{-12} (cm^2/s) pentru o doză de radiaţie de 11 Mrad, fiind invers proporţională cu rezistivitatea ρ_n a bazei *n*. Pentru obţinerea unui timp de viaţă prestabilit, dozele utilizate în iradierile γ sînt superioare (de pînă la 100 de ori) celor în cazul bombardamentului cu electroni (e^-), fiind situate între 1 şi 100 Mrad. Această particularitate derivă din faptul că placheta de siliciu este cvasi-transparentă pentru radiaţiile γ [22].

Utilizarea **iradierii cu protoni** de energii înalte în vederea reducerii timpului de blocare al tiristoarelor datează de după anul 1975 [2] [23]. Particularitatea distinctivă a acestui procedeu constă în faptul că adîncimea maximă de pătrundere în siliciu a fasciculului de protoni poate fi limitată prin alegerea adecvată a energiei de iradiere. Astfel, de exemplu, adîncimea de pătrundere în siliciu a unui fascicul de protoni cu energia de 3 MeV este de ~ 100 μm ; comparativ, un fascicul de electroni (e^-) avînd aceeaşi energie

* Trapă sau capcană.

se penetrează în siliciu la o distanță de peste 6 mm de suprafața incidentă (iradiată). O altă *caracteristică importantă a siliciului iradiat cu protoni rezidă în localizarea zonei cu densitatea maximă de defecte în apropierea coordonatei „bătăii" maxime a fasciculului de radiații.* Astfel, de exemplu, pentru un fascicul de protoni cu energia de 4 MeV, adîncimea de pătrundere în siliciu este de aproximativ 200 μm, zona de densitatea maximă de defecte fiind localizată la ~ 150 μm de suprafața iradiată (figura 3.37). În consecință, iradierea cu protoni prezintă avantajul major de a delimita precis zona relativ îngustă de siliciu cu timp de viață redus (densitatea mare de trape). Controlul riguros al poziției zonei cu defecte maxime (figura 3.37). facilitează realizarea unui compromis optim între timpii de blocare ai tiristoarelor și pierderile lor în conducție directă [2] [23] [24]. În cazul unui tiristor *GTO*, iradierea cu protoni permite „*implantarea*" zonei de defecte maxime, deci cu timp de viață redus, în mijlocul bazei groase n_1, menținînd totodată timpii de viață ai purtătorilor în straturile p_1, p_2, n_2 la valori relativ mari. Această distribuție de defecte micșorează substanțial durata de „anihilare" a sarcinii stocate în baza n_1, permițînd totodată menținerea la nivele scăzute a curenților reziduali și a căderii de tensiune în conducție directă [2] [23] [24].

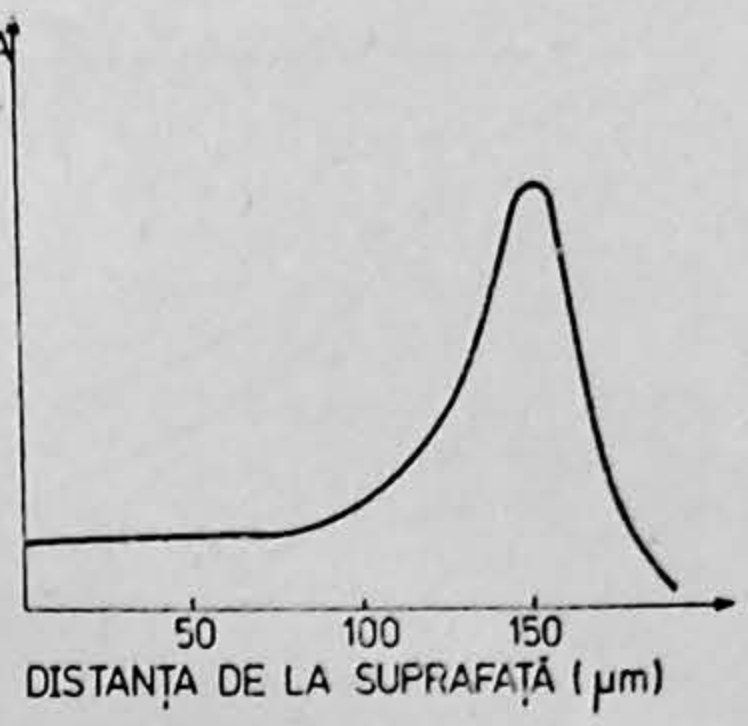


Fig. 3.37. Ilustrarea calitativă a distribuției densității defectelor introduse în siliciu prin iradierea cu protoni de energie 4 MeV.

Spre deosebire de bombardamentul cu electroni (e^-), care se efectuează la presiunea atmosferică normală, iradierea cu protoni necesită condiții de vid înaintat, ceea ce mărește considerabil costul acestei proceduri. În pofida acestui dezavantaj, iradierea cu protoni cîștigă treptat teren și se impune ca o metodă alternativă promițătoare de reducere a timpului de blocare a tiristoarelor [2] [23].

3.4.3.4. Estimarea comparativă a eficienței metodelor

Eficacitatea reducerii timpului de viață al purtătorilor minoritari în bazele tiristoarelor de putere se apreciază atît prin gradul de micșorare al timpului de blocare, cît și prin efectele secundare induse asupra parametrilor principali ai dispozitivelor. Un prim criteriu de estimare al impactului diferitelor proceduri de reducere a timpului de viață îl constituie valoarea raportului dintre timpul de viață la nivel mare de injecție (τ_{HL}) și cel la nivel mic de injecție (τ_{LL}), precum și cel dintre timpul de viață în zona de sarcină spațială (τ_{sc}) și timpul τ_{HL}. Pe baza relațiilor (1.53) , (1.54) și (1.57), cele două rapoarte (τ_{sc}/τ_{HL} și τ_{HL}/τ_{LL}) sînt trasate comparativ pentru aur, platină și iradiere cu electroni în figurile 3.38, respectiv 3.39. Dependențele menționate se referă la siliciul n (baza n_1 a tiristoarelor), avînd un singur centru de recombinare. Nivelul energetic considerat ca dominant (vezi figura 3.34 și tabelul 3.3) este cel situat cel mai apropiat de mijlocul benzii interzise. Eficacitatea globală a trapei poate fi estimată prin valorile celor două rapoarte care, în cazul optimal, trebuie să aibă valori maxime [2] [13] [24].

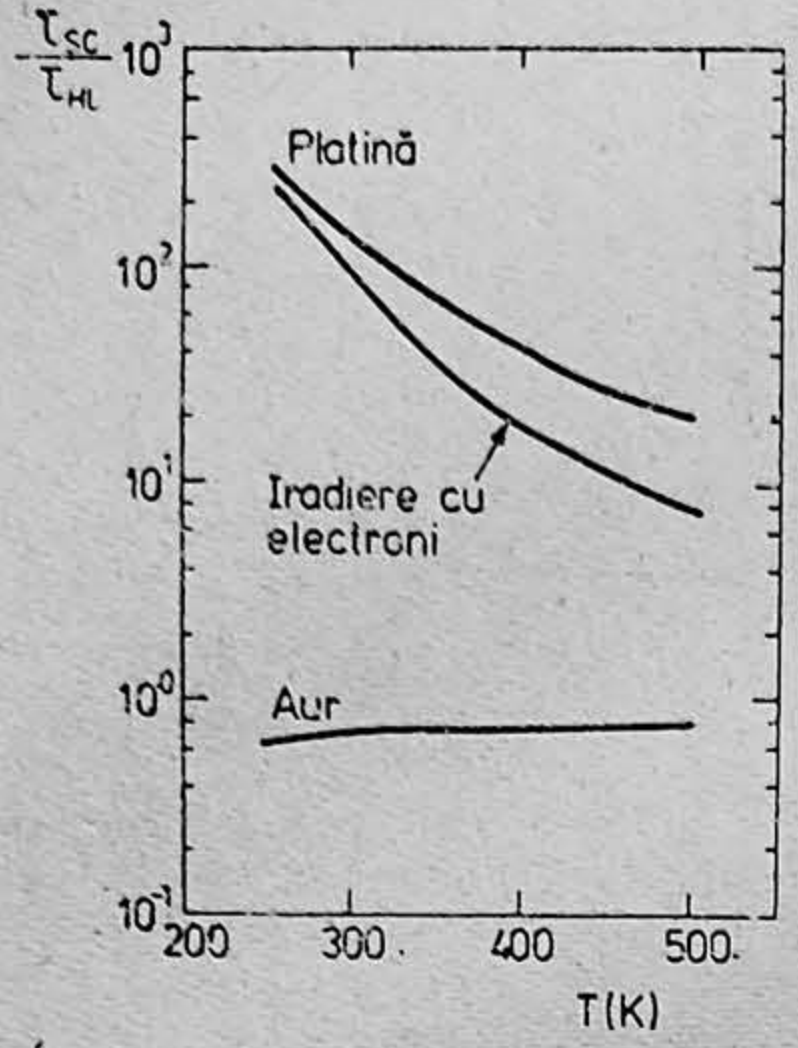


Fig. 3.38. Dependența calculată a raportului dintre timpul de viață în zona de sarcină spațială (τ_{SC}) și timpul de viață la nivel redus de injecție (τ_{LL}) pentru siliciul *n* difuzat cu aur, platină și iradiat cu electroni.

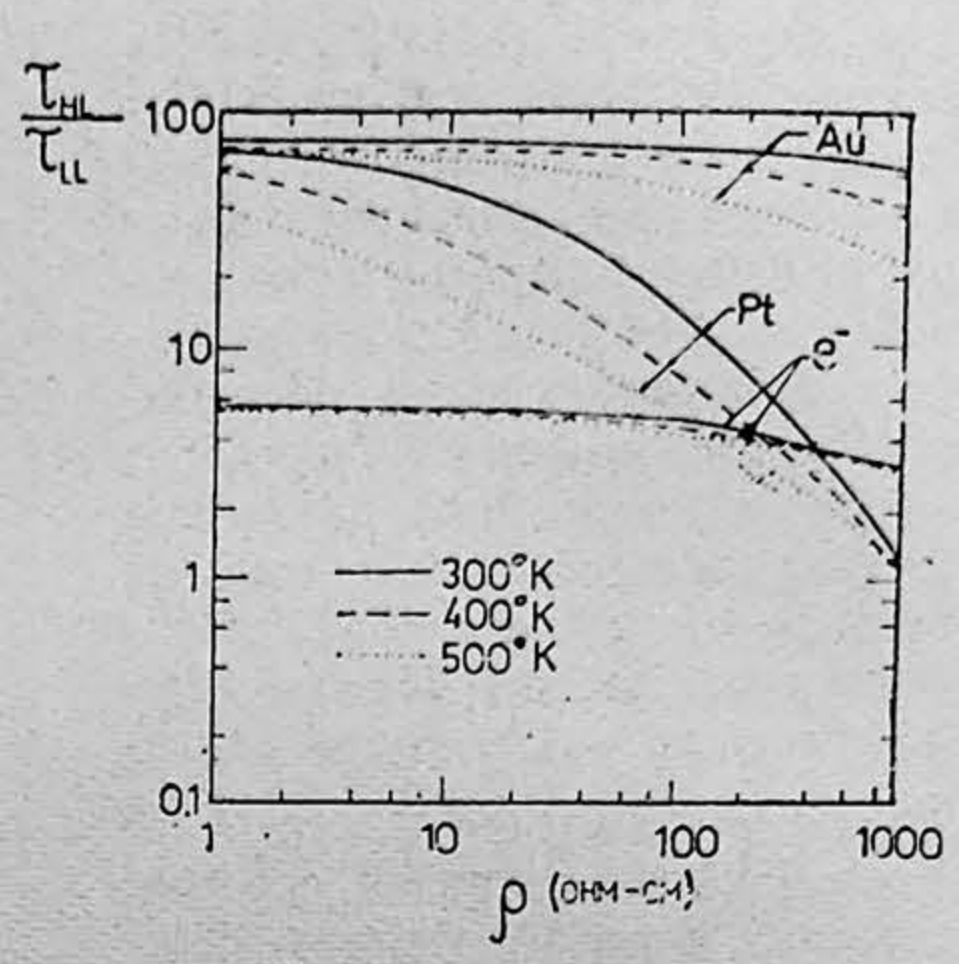


Fig. 3.39. Variația cu temperatura și rezistivitatea siliciului *n* a raportului dintre timpii de viață la nivel înalt (τ_{HL}) și redus (τ_{LL}) de injecție pentru centrii dominanți de recombinare introduși de aur, platină și iradierea cu electroni (vezi figura 3.34).

Principalele concluzii rezultate din examinarea dependențelor 3.38 și 3.39 se pot rezuma astfel :

1) Compromisul optim între căderea de tensiune în direct V_{TM} și gradul de reducere al timpului de revenire (t_t) la blocare (valoarea maximă a raportului τ_{HL}/τ_{LL}) este obținut prin difuzia de aur, urmînd, în ordine, difuzia de platină (**Pt**) și iradierea cu electroni. Pentru rezistivități ale bazei *n* de peste 100 Ω·cm, compromisul menționat în tiristoarele iradiate cu electroni devine superior celui din dispozitivele difuzate cu platină.

2) Dependența cea mai pronunțată a raportului (τ_{HL}/τ_{LL}) de rezistivitatea ρ_n a bazei *n* este dată de platină, urmînd, în ordine, difuzia de aur și iradierea cu e^-.

3) Raportul (τ_{HL}/τ_{LL}) se deteriorează odată cu creșterea temperaturii. Influența temperaturii este mai pronunțată în cazul difuziei de **Pt**, urmînd, în ordine, difuzia de **aur** și iradierea cu e^-. Această dependență se traduce prin faptul că rata de creștere a căderii de tensiune în direct odată cu creșterea temperaturii este mai mare decît gradul de reducere al timpului de blocare.

4) Raportul (τ_{sc}/τ_{HL}) pentru iradierea cu e^- și difuzia de **Pt** este cu cîteva ordine de mărime mai mare decît în cazul difuziei de aur, în special la temperaturi joase (~ 300 K). Această particularitate se traduce în faptul că, la căderi de tensiune în direct egale, curentul rezidual al dispozitivelor iradiate cu e^- sau difuzate cu **Pt** este mult mai redus decît în cazul tiristoarelor difuzate cu aur. La temperaturi relativ ridicate (~ 500 K), curentul rezidual al tiristoarelor iradiate cu e^- sau difuzate cu **Pt** crește pronunțat, fapt oglindit de scăderea substanțială a raportului (τ_{sc}/τ_{HL}).

Efectul iradierii dispozitivelor cu neutroni este practic similar cu cel obținut prin difuzia de aur.

Fiecare dintre metodele de reducere a timpilor de viață are propriile sale merite. Potrivit criteriului de minimizare a căderii de tensiune în direct V_{TM} și a timpului de stingere (maximizarea raportului τ_{HL}/τ_{LL}), rezultatele cele mai bune se obțin prin (în ordine descrescătoare) : difuzia de aur, iradierea cu electroni de energii de 12 MeV, respectiv de 3 MeV, difuzia de platină, iradierea cu electroni de 1,5 MeV, iradieri γ. *După difuzia de aur, tehnica preferală în prezent este iradierea cu electroni*, datorită simplității procedeului, uniformității densității trapelor și valorilor scăzute ale curenților reziduali din dispozitive. Platina oferă compromisuri satisfăcătoare în cazul tiristoarelor realizate pe siliciu cu rezistivități $\leqslant$ 80 ohm·cm, operate la temperaturi sub 400K.

O particularitate a difuziei de aur o constituie faptul că la o densitate relativ mare a trapelor se produce compensarea impurităților donoare din baza *n*. Creșterea rezultantă a rezistivității efective a bazei *n* se traduce printr-o creștere relativă a extinderii zonei golite a joncțiunii care blochează tensiunea aplicată (J_1, respectiv J_2), deci prin valori sporite ale curentului rezidual (vezi relația 2.10). Ca urmare, baza *n* a tiristoarelor GTO dopate cu aur este mai groasă decît valoarea care ar rezulta din graficul 2.2 (în scopul limitării acțiunii regenerative a tranzistorului *pnp* component al structurii care, amplificînd curentul rezidual generat termic, poate determina amorsarea parazită). Deși la aceeași grosime a bazei *n* iradierea cu electroni oferă un compromis între timpul de blocare și căderea de tensiune în direct inferior celui rezultat prin difuzia de aur, bombardamentul cu e^- nu conduce la compensarea electrică a bazei *n*. În consecință, iradierea cu electroni permite obținerea aceleiași valori a tensiunii de blocare în direct/invers ca în cazul difuziei de aur la o valoare mai redusă a grosimii bazi *n*, ceea ce permite optimizarea corelației $V_{TM} - t_{off}$ [2] [17] [24].

Toate metodele de reducere a timpilor de viață afectează parametrii principali ai tiristoarelor *GTO*, determinînd creșterea curentului (I_{GT}) și tensiuni (V_{GT}) minime de amorsare pe poartă, a curenților de agățare/menținere (I_L/I_H) și al timpului de amorsare t_{gt}. Micșorarea timpului de viață îmbunătățește capabilitatea în dV/dt și deteriorează capabilitatea în di/dt [1]—[5].

În concluzie, **tehnicile preferate de control ale timpului de viață în tiristoare *GTO* sînt difuzia de aur și iradierea cu electroni. Iradierea cu protoni, relativ costisitoare, se va impune în viitor pentru controlul precis al timpilor de viață în diferite zone ale tiristoarelor *GTO*.** Platina nu este folosită, întrucît are un comportament inferior aurului în straturi semiconductoare de rezistivități relativ mari și la excursii mari de temperatură. Iradierile γ pot fi utile în controlul timpului de viață în dispozitive finite (încapsulate). Iradierile cu neutroni au efecte similare cu cele ale difuziei de aur, prezentînd însă dezavantajele legate de perioada de dezactivare și stabilitatea parametrilor dispozitivelor pe termen lung.

Luînd în considerație doar centrii de recombinare dominanți, nici una dintre tehnicile actuale de reducere a timpilor de viață nu permite realizarea unui compromis optim între parametrii de comutație, de blocare în direct/invers și de conducție în direct a dispozitivelor [13]. În realitate, fenomenele recombinaționale sînt mult mai complexe decît cele descrise de un singur nivel de trape : în fiecare din cazurile considerate, *toți* centrii amfoterici concură la procesul recombinațional, determinînd astfel valoarea timpilor de viață ai purtătorilor minoritari.

3.5. ASIGURAREA TENSIUNILOR INALTE DE BLOCARE

3.5.1. Considerații generale

Tensiunea de străpungere constituie unul dintre parametrii cei mai importanți ai tiristoarelor. Alături de încărcarea maximă în curent, tensiunea maximă de blocare determină capabilitatea efectivă în putere a dispozitivelor. În funcție de destinația lor funcțională, diferitele tipuri de tiristoare *GTO* au tensiuni de străpungere variind între 800 V (dispozitive rapide cu $I_{T(AV)} = 6$ A...20 A) și 6 000 V (dispozitive de mare putere cu curenți $I_{T(AV)}$ de peste 500 A).

Blocarea tensiunii aplicate în direct pe tiristoare este efectuată de joncțiunea centrală de colector J_2, în timp ce tensiunea aplicată în invers este „susținută" de joncțiunea de anod J_1 (vezi § 2.2 și 2.3). Cîmpul electric puternic existent în zona de sarcină spațială (zona golită) a joncțiunii *pn* care „*susține*" tensiunea aplicată asigură îndepărtarea rapidă prin drift a purtătorilor mobili (electron sau gol), prezenți în această regiune ca urmare a proceselor de generare sau a difuziei din zonele adiacente cvasineutre. Mărirea treptată a tensiunii inverse aplicate pe joncțiuni *pn* conduce la : *a*) extinderea zonei de sarcină spațială ; *b*) creșterea valorii cîmpului electric E din această zonă. Ca urmare, purtătorii mobili de sarcină care traversează zona golită sînt accelerați la valori crescînde al vitezei de drift. La cîmpuri electrice de peste 10^5 V/cm, purtătorii mobili : *a*) ating valoarea de saturație a vitezei de drift ($\sim 10^7$ cm/s) ; *b*) capătă energii suficient de înalte pentru ca, în ciocnirile lor cu rețeaua cristalină a semiconductorului, să rupă legăturile dintre atomii de siliciu, formînd astfel noi perechi electron-gol. Acest proces de generare a perechilor de electron-gol poartă denumirea de „*ionizare prin șoc*" („*impact ionization*") [1] [9] [13]. Întrucît orice pereche electron-gol astfel creată este accelerată de cîmpul electric prevalent în zona golită, acești purtători mobili de sarcină pot participa la crearea succesivă a altor perechi electron-gol. Ca urmare a ionizărilor prin șoc, curentul rezidual al joncțiunilor *pn* polarizate în invers se multiplică în avalanșă. La o anumită valoare a tensiunii inverse aplicate, denumită „**tensiune de străpungere**", creșterea accentuată a curentului rezidual — prin aportul multiplicării în avalanșă a purtătorilor — anulează proprietățile redresoare ale joncțiunilor *pn* (vezi figurile 1.6 și 1.7). **Străpungerea în avalanșă** reprezintă factorul limitativ fundamental al tensiunii maxime de blocare a tuturor dispozitivelor semiconductoare de putere (vezi figura 2.2). Un alt mecanism important de limitare a capabilității maxime în tensiune a joncțiunilor *pn* este **străpungerea prin pătrundere** sau **atingere** („*punch-through*" sau „*reach-through*") [1] [2] [9] [11] [13]. Tensiunile maxime de blocare în direct/invers ale tiristoarelor depind de configurațiile geometrice reale ale structurilor *pnpn* (vezi § 3.5.4).

3.5.2. Fenomene de avalanșă

Străpungerea în avalanșă a tiristoarelor blocate în direct/invers se produce datorită multiplicării prin șoc a electronilor și golurilor în zona de cîmp electric puternic din zona golită a joncțiunii care „susține" tensiunea aplicată (vezi § 2.2 și § 2.3). La valori ale cîmpului electric din zona golită de $\sim 10^5$ V/cm,

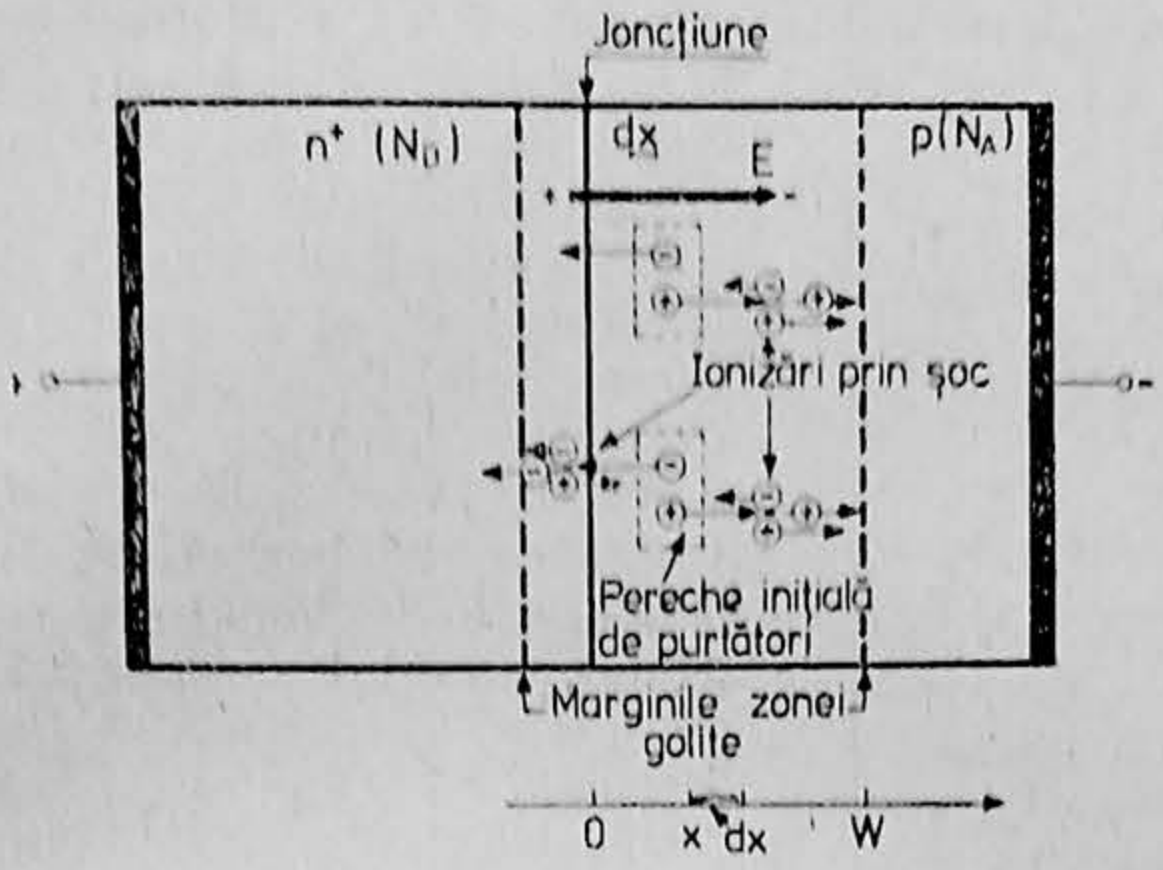


Fig. 3.40. Ilustrarea fenomenului de multiplicare în avalanșă în zona de sarcină spațială a unei joncțiuni *pn* polarizate în invers.

viteza de drift ($v = \mu E$), deci energia cinetică ($W_c \sim v^2$) a purtătorilor mobili, atinge un nivel critic care permite acestora ca, în ciocnirile lor periodice cu rețeaua cristalină să ionizeze atomi de siliciu, formînd astfel noi perechi electron-gol (figura 3.40). Ionizările succesive prin șoc (impact) constituie un *fenomen multiplicativ*, care generează o cascadă de purtători mobili de sarcină transportați de cîmp prin zona de sarcină spațială. Străpungerea în avalanșă se produce atunci, cînd rata ionizărilor prin șoc se apropie de infinit : creșterea substanțială a curentului invers (rezidual) este însoțită de incapacitatea structurii de a „*susține*" tensiunea aplicată. Acest mecanism guvernează străpungerea în direct/invers a tiristoarelor (vezi § 2.2 și § 2.3), precum și fenomenul amorsării prin „*breakover*" (vezi § 2.4.2).

Rata de generare prin șoc a perechilor de purtători (figura 3.40) este determinată de *coeficienții de ionizare* ai electronilor (α_n) și ai golurilor (α_p). Coeficientul de ionizare al electronilor (α_n) se definește ca fiind numărul de perechi electron-gol generat prin impact de un electron pe o distanță de un cm în mișcarea sa pe direcția de acțiune a cîmpului electric **E** din zona golită. În mod similar se definește coeficientul de ionizare al golurilor α_p. Dependența celor doi coeficienți de cîmpul electric **E** în gama $1{,}75 \times 10^5$ V/cm ... 6×10^5 V/cm este descrisă de următoarele expresii empirice [13] [25] :

$$\alpha_n = a_n \cdot e^{-b_n/E} \qquad (3.50\ a)$$

$$\alpha_p = a_p \cdot e^{-b_p/E} \qquad (3.50\ b)$$

unde : a_n, b_n, a_p și b_p sînt detaliați în tabelul 3.4. Coeficienții de ionizare α_n și α_p cresc extrem de rapid odată cu creșterea cîmpului electric **E** peste valoarea de 10^5 V/cm (figura 3.41).

Tabelul 3.4. **Valorile constantelor implicate în definirea coeficienților de ionizare (3.50)**

	a_n	b_n	a_p	b_p
Electroni	7×10^5 /cm	$1{,}23 \times 10^6$ V/cm	—	—
Goluri	—	—	$1{,}6 \times 10^6$/cm	2×10^6 V/cm

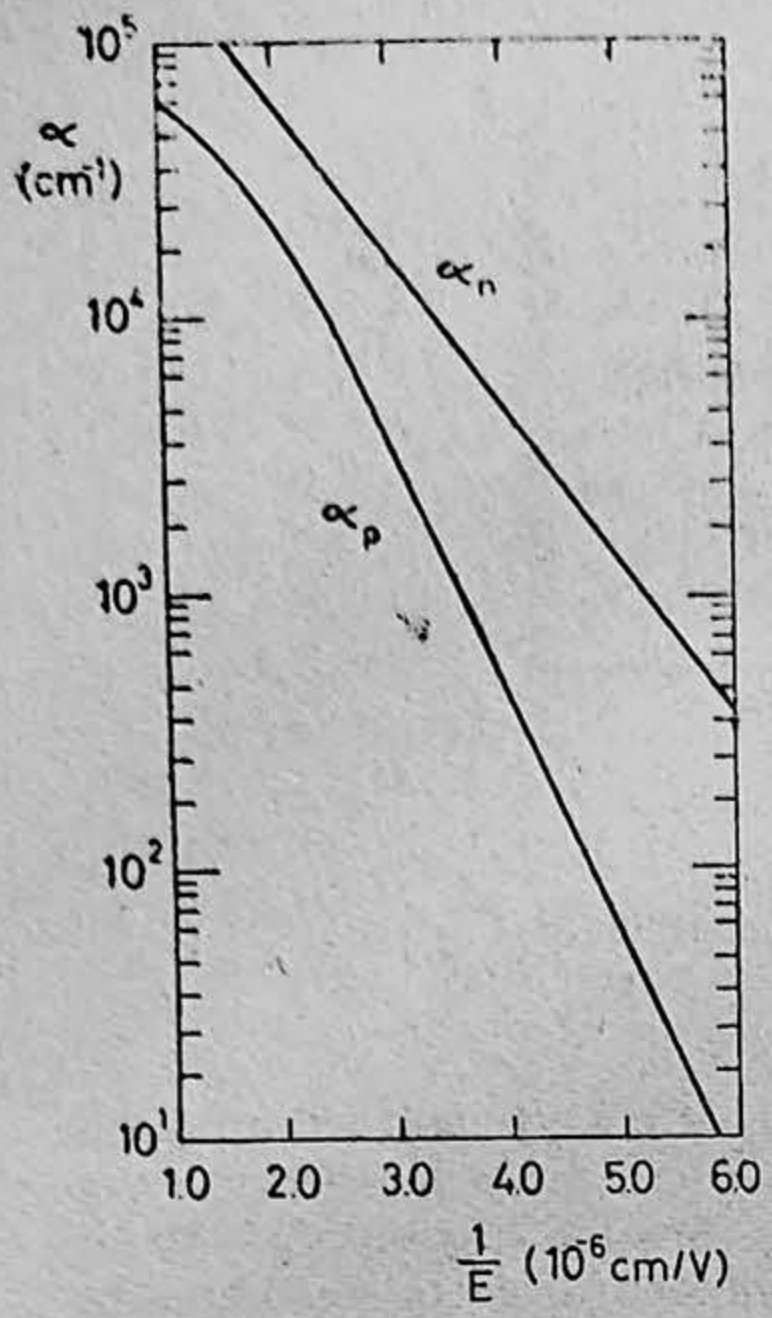


Fig. 3.41. Dependența coeficienților de ionizare prin șoc α_p și α_n de valoarea inversă a cîmpului electric (1/E).

Aspectele cantitative ale străpungerii în avalanșă sînt descrise în continuare pentru joncțiunea n^+p, abruptă și asimetrică ($N_D \gg N_A$) din figura 3.40. La polarizarea în invers a structurii, zona de sarcină spațială de grosime W se extinde în principal în stratul p, slab dopat cu impurități. O pereche inițială de purtători, generată termic în interiorul zonei golite la distanța x de joncțiunea metalurgică, este separată practic instantaneu de cîmpul electric E (vezi comentariul legat de formula 2.10) : golul este transportat în zona neutră a stratului p, iar electronul este expulzat în regiunea neutră a stratului n^+. Pe distanța infinitesimală dx, golul generat inițial creează prin impact ($\alpha_p dx$) perechi noi electron-gol, iar electronul produce în același mod un număr de ($\alpha_n \cdot dx$) perechi de purtători. Perechile nou create ionizează, la rîndul lor, alți atomi de siliciu. Acest proces cumulativ este definit prin **coeficientul de multiplicare** M.

Spațiul de ionizare prin impact al electronului inițial se extinde de la coordonata x la joncțiune ($x=0$), iar cel al golului — din locația sa inițială (x) pînă la marginea zonei golite W (figura 3.40). Numărul total de perechi electron-gol, creat prin multiplicarea unei singure (1) perechi inițiale de purtători, se exprimă — pentru o valoare presupusă *medie* a coeficientului M (pentru electroni și goluri) — sub forma [1] [13]:

$$M(x) = 1 + \int_0^x \alpha_n \cdot M(x)\, dx + \int_x^W \alpha_p \cdot M(x)\, dx \qquad (3.51)$$

Soluția ecuației (3.51) este [1], [13]:

$$M(x) = \frac{\exp[\int_0^x (\alpha_n - \alpha_p)\, dx]}{1 - \int_0^W \alpha_p \cdot \exp[\int_0^x (\alpha_n - \alpha_p)\, dx]\, dx} \qquad (3.52)$$

Străpungerea în avalanșă se produce atunci, cînd factorul de multiplicare $M(x)$ tinde la infinit ceea ce implică anularea numitorului relației (3.52). Din această condiție rezultă [1] [13]:

$$\int_0^W \alpha_p \cdot \exp[\int_0^x (\alpha_n - \alpha_p)\, dx] \cdot dx = 1 \qquad (3.53)$$

Tensiunea de străpungere în avalanșă se calculează, de regulă, cu ajutorul **integralei de ionizare** (3.53). Calculul riguros al tensiunii de străpungere în tiristoare se efectuează pe traseele de cîmp electric maxim cu ajutorul relației (3.52) [1] [13] [26]—[29]. Dependența coeficientului de multiplicare M de tensiunea de polarizare în invers (V_R) și de cea de străpungere (V_{BR}) se aproximează prin relația simplificată [1] [2] [11] [13]:

$$M = \frac{1}{1 - (V_R/V_{BR})^n} \qquad (3.54)$$

cu $n = 4$ pentru joncțiuni p^+n și $n = 6$ pentru joncțiuni n^+p.

3.5.3. Aproximații analitice ale tensiunilor de străpungere

Joncțiunile tiristoarelor sînt fabricate în principal prin procedeul de difuzie (vezi § 3.3.2). Tensiunile de străpungere în avalanșă a joncțiunilor difuzate se evaluează prin soluționarea numerică a integralei de ionizare (3.53), [1] [13] [26]—[29]. În structuri *pnpn* reale, joncțiunile difuzate pot fi adesea aproximate prin joncțiuni abrupte sau liniar-gradate. Astfel, joncțiunea de catod (J_3) poate fi considerată ca abruptă, atunci cînd adîncimea ei este relativ redusă ($\leqslant 10\ \mu m$), iar gradientul impurităților din stratul n_2 are o valoare ridicată (vezi figura 3.5). Profilul joncțiunilor de anod (J_1) și centrală (J_2), realizate prin difuzii adînci ($\geqslant 60\ \mu m$) și avînd un gradient relativ redus al impurităților acceptoare, poate fi aproximat prin joncțiuni liniar-gradate (vezi figura 3.14). Aceste aproximări permit o estimare de prim ordin a tensiunilor de străpungere a joncțiunilor menționate.

3.5.3.1. Electrostatica joncțiunilor abrupte

Aplicarea tensiunii inverse V_R pe o joncțiune plan-paralelă n^+p, abruptă și asimetrică ($N_D \gg N_A$) determină extinderea zonei de sarcină spațială (W) practic numai în stratul slab dopat cu impurități (p), ceea ce implică $W \simeq l_p$ (figura 3.42). Ecuația Poisson pentru acest caz are forma [1] [9] [11] [13]:

$$\frac{d^2V}{dx^2} = -\frac{dE}{dx} = \frac{\rho(x)}{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_s} = \frac{qN_A}{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_s} \tag{3.55}$$

unde: $\rho(x)$ este densitatea de sarcină în zona golită, datorată concentrației uniforme N_A de ioni acceptori.

Condiția de frontieră a ecuației (3.55) este aceea de cîmp electric nul la marginea zonei golite. Prin integrarea ecuației (3.55) cu condiția $E(W) = 0$, distribuția cîmpului electric $E(x)$ în zona golită rezultă sub forma (figura 3.42, *c*):

$$E(x) = \frac{q \cdot N_A}{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_s}(W - x) \tag{3.56}$$

În urma integrării ecuației (3.56), se obține distribuția de potențial $V(x)$ în zona golită (figura 3.42, *d*):

$$V(x) = \frac{q \cdot N_A}{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_s}\left(W \cdot x - \frac{x^2}{2}\right) \tag{3.57}$$

Întrucît potențialul la marginea zonei golite $V(x = W)$ este egal cu tensiunea aplicată (V_R), din (3.57) rezultă:

$$W \simeq l_p = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_s \cdot V_R}{q \cdot N_A}} \tag{3.58}$$

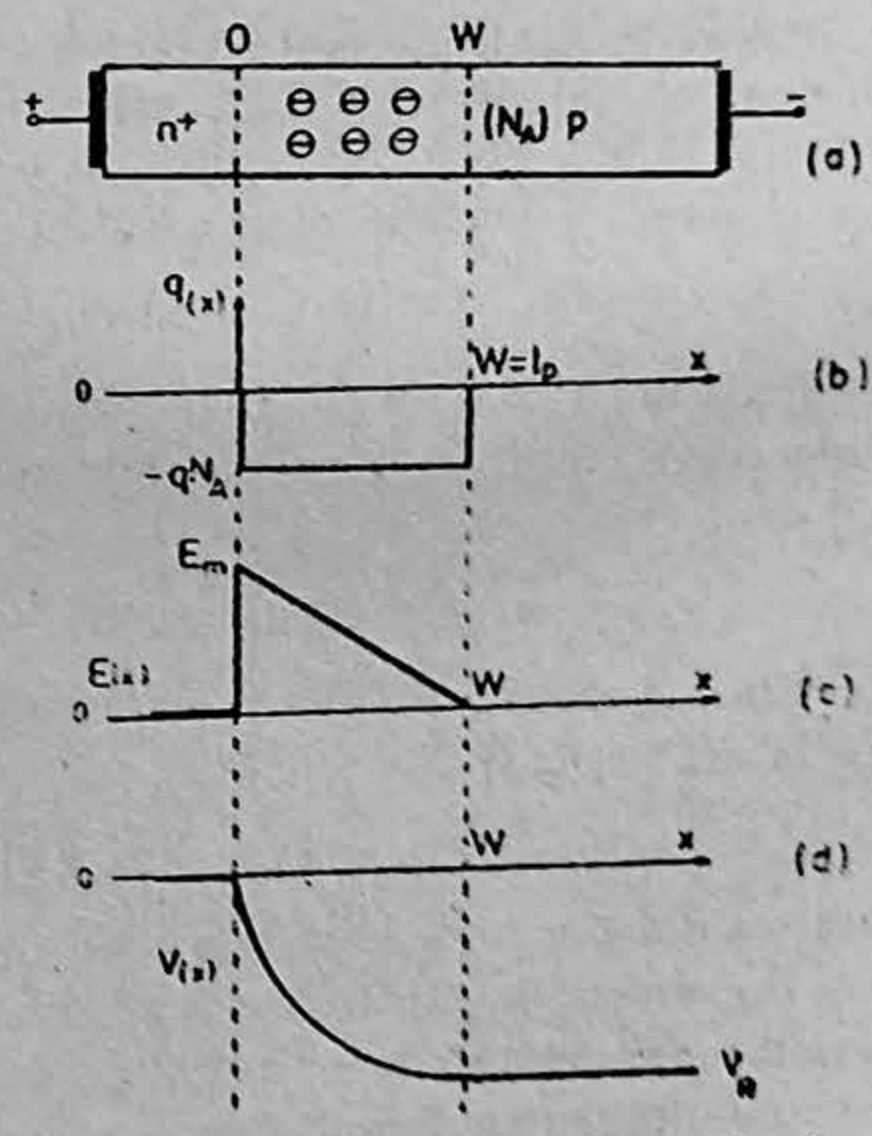


Fig. 3.42. Densitatea de sarcină (*b*), distribuțiile de cîmp electric (*c*) și de potențial (*d*) într-o joncțiune n^+p abruptă, polarizată în invers (*a*).

Cîmpul electric are valoarea maximă ($\mathbf{E}_m$) la joncțiunea metalurgică ($x = 0$). Ținînd seama de relația (3.58), din (3.56), se obține :

$$\mathbf{E}_m = \mathbf{E}(0) = \frac{q \cdot N_A}{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_s} W = \sqrt{\frac{2qN_A}{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_s}} \tag{3.59}$$

Extinderea zonei golite în joncțiuni p^+n are loc în principal în stratul n slab dopat ($W = l_n$). În acest caz, în relațiile (3.56)—(3.59) N_A se înlocuiește cu N_D.

Neglijînd extinderea zonei de sarcină spațială în stratul puternic dopat (n^+) al joncțiunii n^+p, tensiunea inversă aplicată V_R este egală cu aria triunghiului avînd înălțimea $\mathbf{E}_m$ și baza W ($= l_p$) :

$$V_R \simeq \frac{\mathbf{E}_m \cdot W}{2} \tag{3.60}$$

Tensiunea de străpungere V_{BR} se determină din considerentul potrivit căruia fenomenul de străpungere în avalanșă se produce atunci cînd cîmpul maxim $\mathbf{E}_m$ din regiunea golită atinge valoarea cîmpului critic $\mathbf{E}_{cr}$ din siliciu ($\sim 3 \cdot 10^5$ V/cm) [1] [9]. Din egalarea valorii cîmpului maxim $\mathbf{E}_m$ cu cea a cîmpului critic $\mathbf{E}_{cr}$, din relația (3.60) se obține :

$$\mathbf{E}_m \simeq \frac{2V_{BR}}{W} = \mathbf{E}_{cr} \tag{3.61}$$

Din relațiile (3.61) și (3.58), expresia tensiunii de străpungere V_{BR} rezultă sub forma [1] [9] [11] [13] :

$$V_{BR} = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_s \mathbf{E}_{cr}^2}{2q \cdot N_A} \tag{3.62}$$

Expresia analitică mai exactă a tensiunii de străpungere se obține prin soluționarea integralei (3.53), utilizîndu-se coeficienții (3.50) și distribuția cîmpului (3.56). Expresia rezultantă a extinderii zonei golite W_{pp} la străpungere pentru o joncțiune *p*lan-*p*aralelă [1] [13] :

$$W_{pp} = 2{,}67 \times 10^{10} N_A^{-7/8} \ [\mu\text{m}] \tag{3.63}$$

Utilizînd (3.63) în (3.58) pentru $V_R = BV_{pp}$, tensiunea de străpungere a joncțiunii abrupte, plan-paralele (semi-infinite) se obține sub forma [1] [13] :

$$BV_{pp} = 5{,}34 \times 10^{13} N_A^{-3/4} \ [\text{V}] \tag{3.64}$$

Cîmpul electric maxim la străpungere, care se obține la joncțiune ($x = 0$), are forma [1] [13] :

$$\mathbf{E}_{m(pp)} = 4\,010\, N_A^{1/8} \ [\text{V/cm}] \tag{3.65}$$

care rezultă din înlocuirea relațiilor (3.63) și (3.64) în (3.61).

Dependențele din figura 3.43, trasate conform relațiilor (3.63) și (3.64), permit o estimare de prim ordin a nivelului de dopare și a grosimii minime a substratului (regiunii slab dopate), corespunzătoare valorilor prestabilite ale tensiunii de străpungere în tiristoare de putere (vezi § 2.2 și 2.3, figura 2.2). Expresiile (3.63)—(3.65) sînt utilizate ca parametrii de normare în analiza terminațiilor laterale ale joncțiunilor *pn* (vezi § 3.5.4).

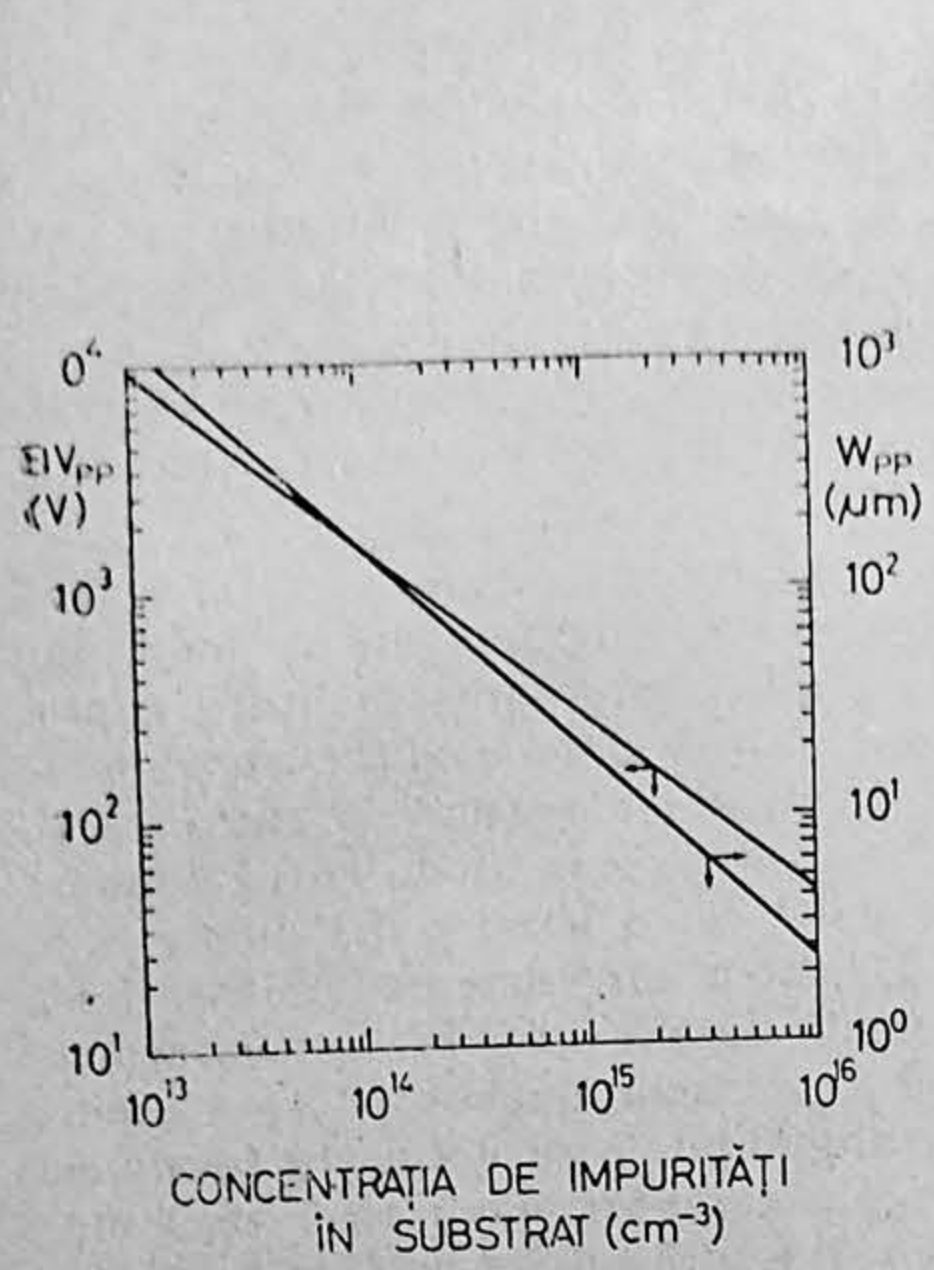


Fig. 3.43. Tensiunea de străpungere în avalanșă BV_{pp} și grosimea corespunzătoare maximă a zonei de sarcină spațială W_{pp} în funcție de nivelul de dopare al bazei într-o joncțiune abruptă, asimetrică (plan-paralelă).

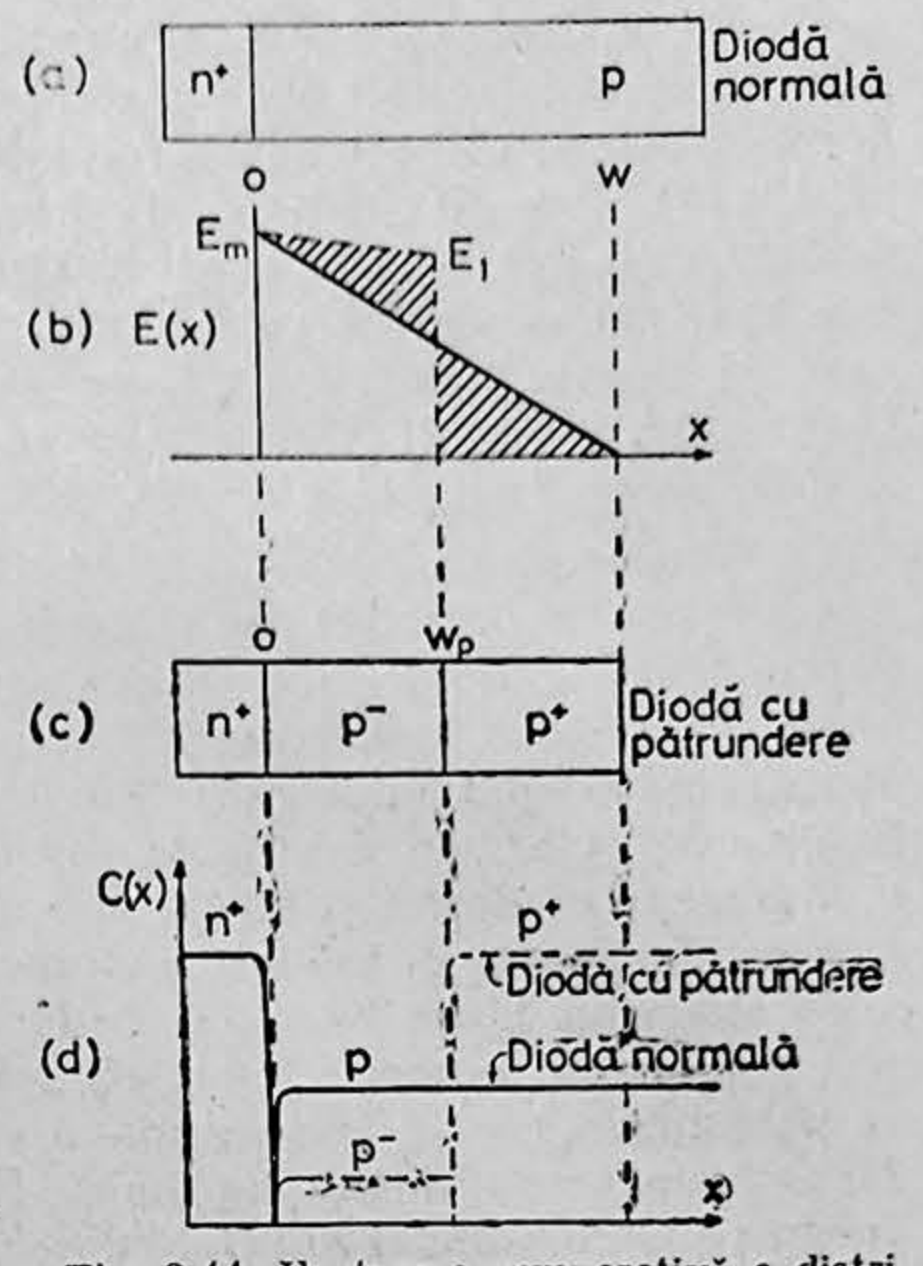


Fig. 3.44. Ilustrarea comparativă a distribuției de cîmp electric (*b*) și a dopajului cu impurități (*d*) într-o diodă normală n^+p (*a*) și o diodă cu pătrundere $n^+p^-p^+$ (*c*).

3.5.3.2. Limitarea extinderii zonei de cîmp (dioda cu pătrundere)

Realizarea tiristoarelor avînd tensiuni înalte de străpungere în avalanșă necesită utilizarea plachetelor *n* de rezistivitate ridicată ($\rho_n \geqslant 85$ ohm·cm). Pentru a preveni fenomenul de pătrundere, adică pentru a permite relaxarea zonei golite a joncțiunii care blochează tensiunea aplicată, mărirea rezistivității stratului *n* slab dopat este însoțită de creșterea grosimii sale (vezi figurile 2.2 și 3.43). Utilizarea straturilor *n* slab dopate și relativ groase are ca rezultat creșterea căderii de tensiune în conducție directă V_{TM} și micșorarea vitezei de comutare a tiristoarelor (vezi relația 4.1 și § 2.7, § 2.9). Din acest motiv, tiristoarele *GTO* de tensiuni ridicate, destinate funcționării cu pierderi reduse la frecvențe de comutare relativ înalte, se realizează în variantă *asimetrică* (vezi figura 4.8). Această soluție, care sacrifică tensiunea de blocare în invers, realizează un compromis optimal între cerința maximizării capabilității de blocare în direct și minimizării căderii de tensiune V_{TM}, permițînd simultan diminuarea timpului de stingere pe poartă. Structura de bază ($p^+n^-n^+$) încorporată în tiristoarele asimetrice se numește „**diodă de pătrundere**“ („*punch-through diode*“) [1] [2] [13]. Particularitățile de comportament ale unei asemenea diode (cu structura $n^+p^-p^+$) sînt comparate în figura 3.44 cu cele ale unei diode „*normale*“ (n^+p). La polarizarea în invers a diodei cu pătrundere, zona de sarcină spațială a joncțiunii n^+p^-, care „*susține*“ tensiunea aplicată, se extinde în stratul slab dopat (p^-). Cîmpul electric **E** scade

monoton în stratul p^- pînă la interfața p^-p^+, care stopează abrupt expansiunea laterală a zonei golite. Stratul p^+, prezența căruia determină scăderea rapidă la zero a cîmpului electric, are rolul de *„opritor al zonei de cîmp"* (*„field stopper"*) [1] [2] [8]. Spre deosebire de dioda n^+p, în care zona golită se relaxează (extinde) nestingherit în baza p, extinderea zonei de cîmp în dioda cu pătrundere este limitată — de prezența straturilor laterale, puternic dopate — doar la zona de rezistivitate ridicată (p^-). Ca urmare a *„opririi"* abrupte a zonei golite la interfața p^-p^+, distribuția cîmpului în stratul p^- al diodei cu pătrundere este de formă trapezoidală (figura 3.44, *b*).

Prin alegerea optimală a grosimii și rezistivității stratului p^-, o structură $n^+p^-p^+$ relativ îngustă poate egala tensiunea de străpungere a joncțiunii n^+p avînd o bază relativ extinsă. Aceasta implică asigurarea egalității suprafețelor delimitate de distribuțiile cîmpului E în cele două cazuri : *trapezoidală* pentru dioda cu pătrundere, *triunghiulară* pentru dioda normală (figura 3.44,*b*). Egalizarea celor două arii se obține prin utilizarea în dioda cu pătrundere a unui strat p^- de rezistivitate mai mare decît cea a bazei p din dioda n^+p. În acest caz, panta de scădere a cîmpului E în stratul p^- este mai redusă decît cea a cîmpului E din baza p a diodei normale (figura 3.44, *b*). În consecință, aria trapezului, numeric egală cu tensiunea de străpungere BV_{PT} a diodei cu pătrundere, poate lesne egala aria triunghiului, care definește tensiunea de străpungere a diodei normale. Din considerente geometrice, tensiunea de străpungere a diodei cu pătrundere (BV_{PT}) rezultă sub forma (figura 3.44, *b*)

$$BV_{PT} = \frac{1}{2} \cdot (\mathbf{E}_m + \mathbf{E}_1) \cdot W_p \qquad (3.66)$$

unde : $\mathbf{E}_1$ este valoarea cîmpului electric la distanța W_p de joncțiunea n^+p^- (adică la interfața p^-p^+). Utilizînd în (3.66) expresia cîmpului $\mathbf{E}_1$, rezultantă din (3.56) pentru $x = W_p$, tensiunea de străpungere a diodei $n^+p^-p^+$ se obține sub forma [1] [13] :

$$BV_{PT} = \mathbf{E}_m W_p - \frac{1}{2} \frac{q \cdot N_A \cdot W_p^2}{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_s} \qquad (3.67)$$

unde : N_A este concentrația impurităților acceptoare în stratul p^-.

Pentru o diodă $p^+n^-n^+$ (vezi figura 4.9), N_A se înlocuiește în (3.67) prin concentrația donorilor (N_D) din stratul n^-. Variația tensiunii de străpungere (3.67) a diodelor $p^+n^-n^+$ cu concentrația substratului n^- (N_D) este trasă în figura 3.45 pentru cîteva valori ale grosimii stratului slab dopat W_n. (Rezultatele pentru diodele $n^+p^-p^+$ sînt identice). Se remarcă faptul că fiecare curbă prezintă un maxim la un anumit nivel de dopare al substratului, fenomen explicabil prin dependența cîmpului critic $\mathbf{E}_m$ (relația 3.65) de concentrația impurităților din zona slab dopată. Comparînd dependențele din figurile 3.45 și 3.43 se observă că o valoare prestabilită a tensiunii de străpungere poate fi obținută cu o diodă cu pătrundere avînd grosimea stratului slab dopat mult diminuată față de cea a joncțiunilor *pn* clasice.

Astfel, de exemplu, o *diodă normală* (p^+n sau n^+p) de $\simeq$ 1 000 V, realizată pe un substrat avînd concentrația uniformă a impurităților de $\simeq 10^{14}$ cm^{-3}, necesită o grosime minimă a bazei de $\simeq$ 90 μm (figura 3.43), în timp ce pentru o diodă cu pătrundere ($p^+n^-n^+$ sau $n^+p^-p^+$), avînd aceeași tensiune de blocare în invers, grosimea stratului slab dopat este de numai $\simeq$ 50 μm (figura 3.45), adică redusă practic la jumătate.

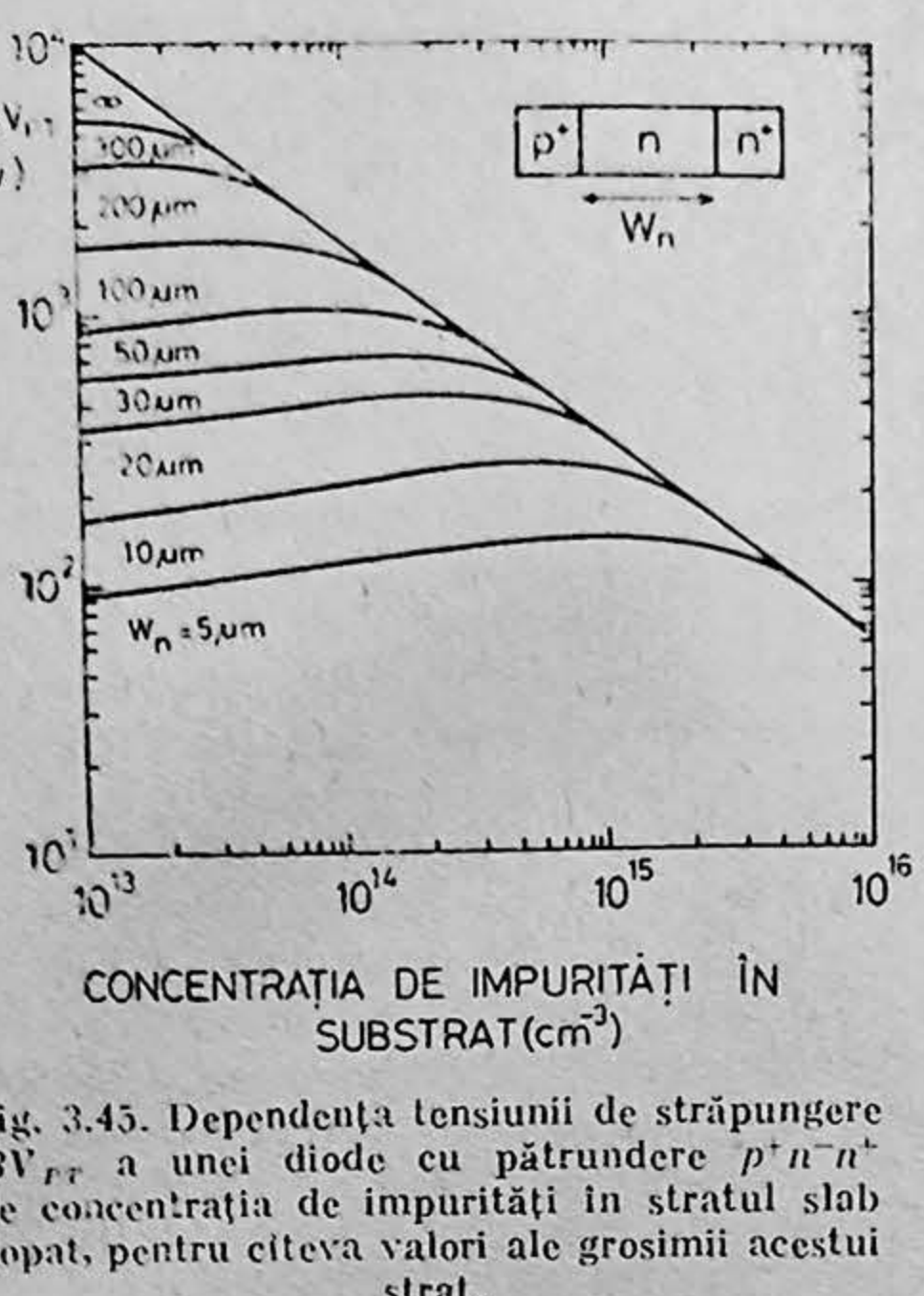


Fig. 3.45. Dependența tensiunii de străpungere BV_{PT} a unei diode cu pătrundere $p^+n^-n^+$ de concentrația de impurități în stratul slab dopat, pentru cîteva valori ale grosimii acestui strat.

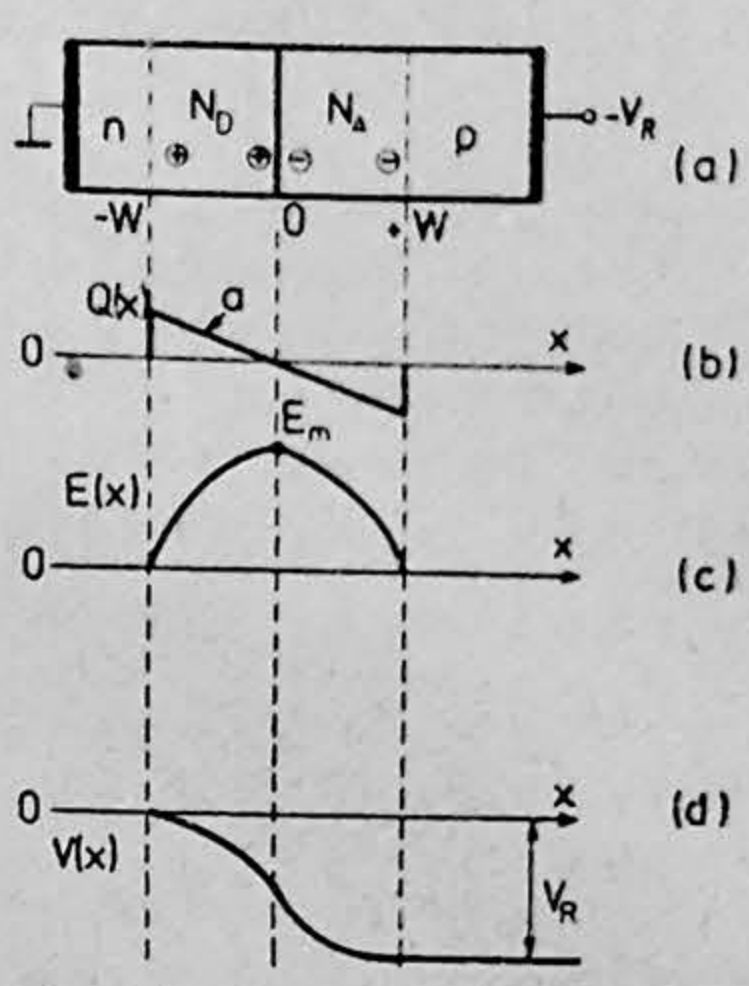


Fig. 3.46. Densitatea de sarcină (*b*), distribuțiile de cîmp electric (*c*) și de potențial (*d*) într-o joncțiune *pn* liniar-gradată (*a*), polarizată în invers.

3.5.3.3. **Electrostatica joncțiunilor liniar-gradate**

Distribuția de impurități în joncțiuni liniar-gradate (figura 3.46) este caracterizată prin gradientul de concentrație a (cm^{-4}), definit ca rata de variație a concentrației de impurități (cm^{-3}) cu distanța (cm). Densitatea de sarcină $\rho(x)$ în zona de sarcină spațială a unor asemenea joncțiuni variază liniar după legea :

$$\rho(x) = \pm q \cdot a \cdot x \tag{3.68}$$

Semnul sarcinii este *pozitiv* în prezența donorilor ionizați din zona golită a stratului *n* și *negativ* în prezența acceptorilor ionizați din aceeași zonă a stratului *p*. Prin integrarea ecuației Poisson [1] [11] [13] :

$$\frac{d^2V}{dx^2} = -\frac{dE}{dx} = -\frac{\rho(x)}{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_s} = \frac{q \cdot a \cdot x}{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_s} \tag{3.69}$$

cu condiția de frontieră $E(W) = 0$ (figura 3.46, *c*), se obține distribuția cîmpului electric din zona golită sub forma :

$$E(x) = \frac{q \cdot a}{2\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_s}(W^2 - x^2) \tag{3.70}$$

Valoarea maximă (E_m) a cîmpului electric (3.70) este localizată la joncțiune ($x = 0$), avînd expresia :

$$E_m = \frac{q \cdot a}{2\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_s} W^2 \tag{3.71}$$

Distribuția de potențial (figura 3.46, *d*) :

$$V(x) = \frac{q \cdot a}{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_s}\left(\frac{x^3}{6} - \frac{W^2 \cdot x}{2} - \frac{W^3}{3}\right) \tag{3.72}$$

se obține prin integrarea distribuției de cîmp (3.70) cu condiția $V(-W) = 0$. Utilizînd condiția de frontieră $V(x = W) = V_R$, din ecuația (3.72) rezultă corelația dintre lățimea zonei golite (W) și tensiunea inversă aplicată (V_R):

$$W = \left(\frac{3\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_s V_R}{q \cdot a}\right)^{1/3} \tag{3.73}$$

Zona golită se extinde echidistant în ambele straturi ale joncțiunii liniar-gradate (figura 3.46).

Utilizînd distribuția de cîmp (3.70) în coeficienții (3.50), din soluționarea integralei de ionizare (3.53) se obține extinderea zonei de sarcină spațială la străpungere sub forma [1] [13]:

$$W_{ss(L)} = 9{,}1 \times 10^5 \, a^{-7/15} \ \mu m \tag{3.74}$$

Tensiunea de străpungere a joncțiunii liniar-gradate rezultă — din egalarea ecuațiilor (3.73) și (3.74) — sub forma:

$$BV_{PP(L)} = 9{,}2 \times 10^9 \, a^{-0{,}4} \ V \tag{3.75}$$

Cîmpul critic E_{cr} la străpungere se obține — prin înlocuirea ecuației (3.74) în (3.71) — sub forma:

$$E_{cr} = 2{,}0 \times 10^4 \, a^{1/15} \ V/cm \tag{3.76}$$

Variația parametrilor $W_{SS(L)}$ și $BV_{PP(L)}$ cu gradientul de concentrații a este trasată în figura 3.47 conform relațiilor (3.74) și (3.75). Se remarcă faptul că joncțiunile adînci, caracterizate prin valori reduse ale gradientului, facilitează obținerea tensiunilor înalte de străpungere și îngreunează fenomenul de pătrundere, datorat extinderii zonei de sarcină spațială. Tensiunile de străpungere ale joncțiunilor liniar-gradate sînt, de regulă, superioare celor a joncțiunilor abrupte la nivele comparabile de dopare cu impurități. Explicația rezidă în faptul că o joncțiune liniar-gradată poate „*susține*" tensiunea inversă pe ambele părți ale joncțiunii metalurgice [1] [9] [11] [13].

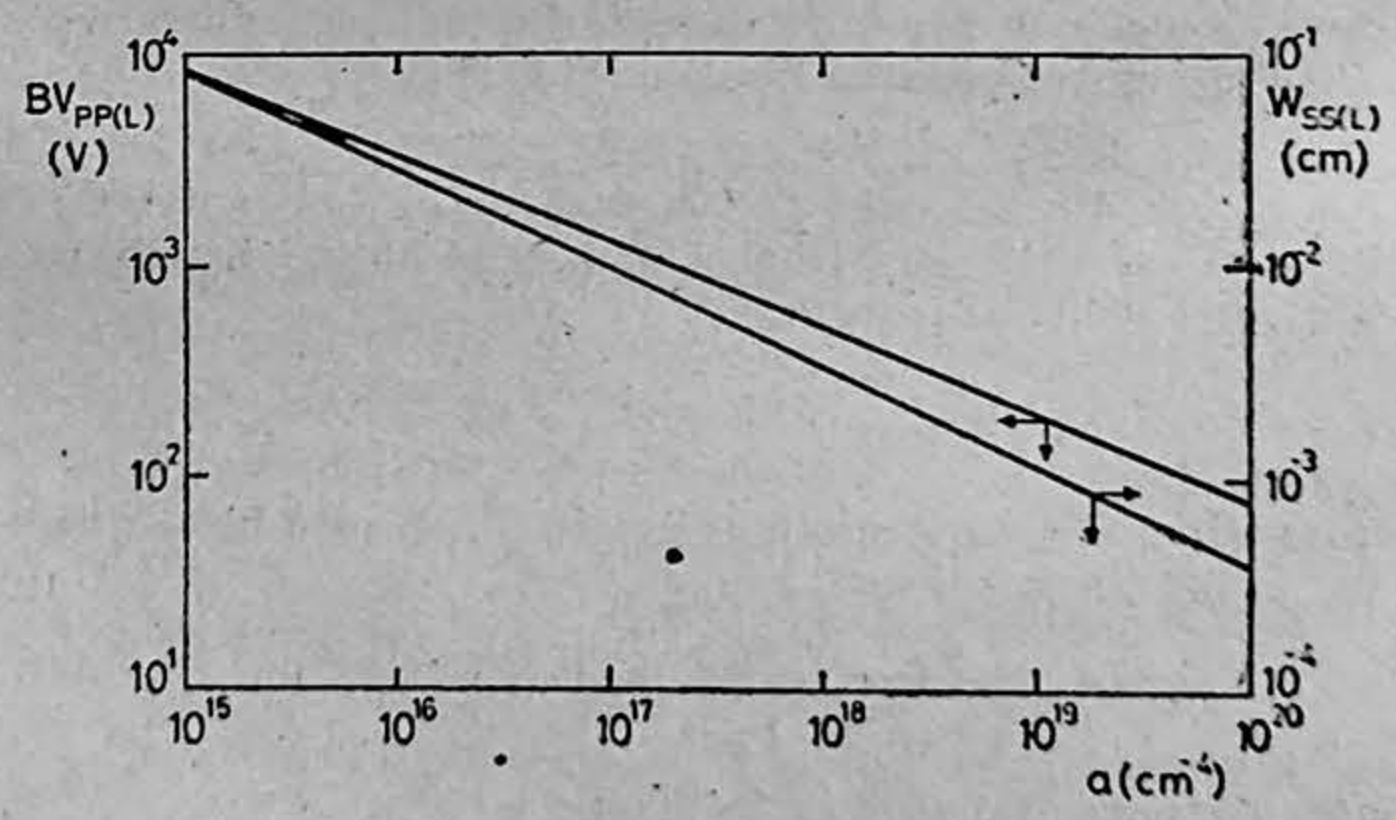


Fig. 3.47. Tensiunea de străpungere în avalanșă $BV_{PP(L)}$ și grosimea corespunzătoare (maximă) a zonei de sarcină spațială $W_{SS(L)}$ în funcție de gradientul de concentrație a pentru o joncțiune liniar-gradată.

3.5.4. **Terminații ale joncțiunilor**

Tensiunile de străpungere ale joncțiunilor abrupte și liniar-gradate constituie **limita superioară** (*„ideală“*), care se poate obține în structuri *pn* reale. Aceste joncțiuni *„etalon“* sînt considerate a fi : 1) *plan-paralele* și *unidimensionale*, fenomenele legate de polarizarea în invers fiind examinate numai în direcția perpendiculară pe planul joncțiunii metalurgice (direcția *x* în figurile 3.42, 3.44 și 3.46) ; 2) *semi-infinite*, ceea ce implică extinderea nelimitată a structurii pe direcția paralelă cu planul joncțiunii metalurgice, deci neglijarea efectelor *„de margine“* la interfața dintre siliciu și aer. Configurația joncțiunilor reale din tiristoare este însă tridimensională, *extinderea structurii pe direcția paralelă cu planul joncțiunilor metalurgice fiind limitată (și nu infinită)*. **Terminația suprafețelor laterale ale joncțiunilor** joacă un rol important în asigurarea capabilității de blocare în tensiune, predictată de modelele *„ideale“* (vezi § 3.5.3). *„Terminarea“* laterală incorectă a joncțiunilor reale poate reduce tensiunea lor de străpungere la sub 20% din cea obtenabilă în cazul ideal (plan-paralel). Motivul principal al degradării tensiunilor de blocare îl constituie valoarea mărită (față de cea din volum) a cîmpului electric la interfața dintre siliciu și mediul în contact cu acesta (aer sau materiale dielectrice). Discontinuitatea rețelei cristaline a siliciului și sarcinile electrice prezente inerent pe interfețele menționate constituie cauzele principale ale creșterii cîmpului electric pe suprafețele laterale ale joncțiunilor *pn* polarizate în invers [1] [2] [13]. **Valorile mărite ale cîmpului electric în zonele suprafețelor laterale (față de cele din volum) determină străpungerea prematură a joncțiunilor** (la valori scăzute ale tensiunii inverse).

Procedeele curente de prelucrare *(„terminare“)* a suprafețelor laterale ale joncțiunilor urmăresc în principal reducerea cîmpului electric maxim din zonele adiacente suprafețelor menționate și prevenirea pe această cale a străpungerii premature a tiristoarelor polarizate în direct/invers. Aceste tehnici se diferențiază în funcție de fluxul tehnologic de realizare și de capabilitatea în putere a tiristoarelor în cauză. Pentru tiristoarele de curenți (arii) mari (peste 100 *A*), caracterizate prin faptul că pe o plachetă de siliciu se realizează *un singur dispozitiv*, se utilizează în principal **tehnicile mecanice de conturare (decupare)** a suprafețelor laterale *(„beveling techniques“)*. Terminațiile laterale ale acestor joncțiuni (de tip *mesa*, vezi § 3.3.3.4) se realizează prin lepuire, tăiere și sablare, adică prin metode care îndepărtează selectiv siliciul sub unghiuri preferențiale de *„decupare“*. O variantă a acestei metode utilizează **corodarea chimică** în scopul îndepărtării siliciului de pe suprafețele laterale ale dispozitivelor. Terminațiile rezultante poartă denumirea de **„contururi corodate“** *(„etched contours“)* [1] [2] [13].

În cazul tiristoarelor de arii reduse (diametre sub 15 mm), un număr relativ mare de structuri se realizează pe o singură plachetă de siliciu prin **tehnologia planară** (vezi § 3.3.3.4). Utilizarea tehnicilor de conturare mecanică este nepractică în cazul dispozitivelor de dimensiuni reduse. *„Terminațiile“* specifice tiristoarelor planare includ **inelele de cîmp flotante** *(„floating field rings“)* și **electrozi echipotențiali de cîmp** *(„equipotential field plates“)* [1] [2] [13]. În ultimii ani s-a răspîndit **tehnica implantării ionice** pentru dozarea optimală a sarcinii electrice în zonele de margine ale dispozitivelor. Această procedură de control riguros al distribuției cîmpului electric în apropierea suprafeței laterale a straturilor *pn* se numește **„extinderea terminației joncțiunii“** *(„junction termination extension“)* [2] [13].

3.5.4.1. **Conturarea mecanică a suprafețelor laterale**

Suprafețele laterale ale tiristoarelor de curenți (arii) mari se conturează prin mijloace mecanice sub diferite unghiuri față de planul joncțiunilor în scopul maximizării tensiunilor de blocare în direct/invers. Decuparea terminațiilor sub unghiuri optimale reduce substanțial valoarea cîmpului electric pe suprafețele laterale ale joncțiunilor *pn* care blochează tensiunile aplicate. Pe această cale se previne atingerea cîmpului critic E_{cr} ($\sim 3 \times 10^5$ V/cm) pe suprafețele laterale ale structurilor *pnpn*, deci străpungerea prematură a dispozitivelor [1] [2] [13] [26]—[30].

Suprafețele laterale ale joncțiunilor *pn* pot fi conturate sub unghiuri *pozitive* sau *negative* (figura 3.48). Prin convenție, joncțiunea decupată sub *unghi pozitiv* are o extindere laterală (arie) descrescătoare dinspre stratul de siliciu puternic dopat înspre stratul slab dopat cu impurități. Extinderea laterală a stratului puternic dopat în joncțiuni conturate sub *unghi negativ* este inferioară celei a stratului semiconductor slab dopat cu impurități [1] [2] [13] [26]—[30].

Particularitățile joncțiunilor conturate sub un unghi pozitiv 0 sînt reliefate în figura 3.49 pentru o structură p^+n cu simetrie radială. Pe figură sînt indicate marginile zonelor de sarcină spațială la polarizarea în invers a joncțiunii. Densitatea săgeților este direct proporțională cu intensitatea cîmpului electric E din zona golită. Bilanțul sarcinii din volumul structurii este exprimat de relația :

$$N_D \cdot l_n = N_A \cdot l_p \tag{3.77}$$

unde : l_n și l_p sînt coordonatele zonei golite în straturile *n*, respectiv p^+, N_D și N_A sînt concentrațiile de impurități donoare, respectiv acceptoare. Se remarcă faptul că pentru îndeplinirea bilanțului (3.77) în apropierea suprafeței laterale a structurii, (de unde s-a îndepărtat material semiconductor în cursul conturării sub unghiul θ), marginile zonei golite se curbează relativ la planul joncțiunii metalurgice : în stratul slab dopat (*n*) frontiera zonei golite se îndepărtează de joncțiune, în timp ce extinderea zonei menționate în stratul puternic dopat (p^+) se micșorează în comparație cu cea din volum. Curbarea este extrem de pronunțată în stratul slab dopat, întrucît extinderea laterală a acestui strat se diminuează pe măsura îndepărtării de joncțiunea metalurgică. În consecință, pentru compensarea sarcinii impurităților acceptoare din stratul p^+ în apropierea suprafeței laterale a structurii, extinderea zone golite în interiorul stratului slab dopat adiacent suprafeței trebuie să crească

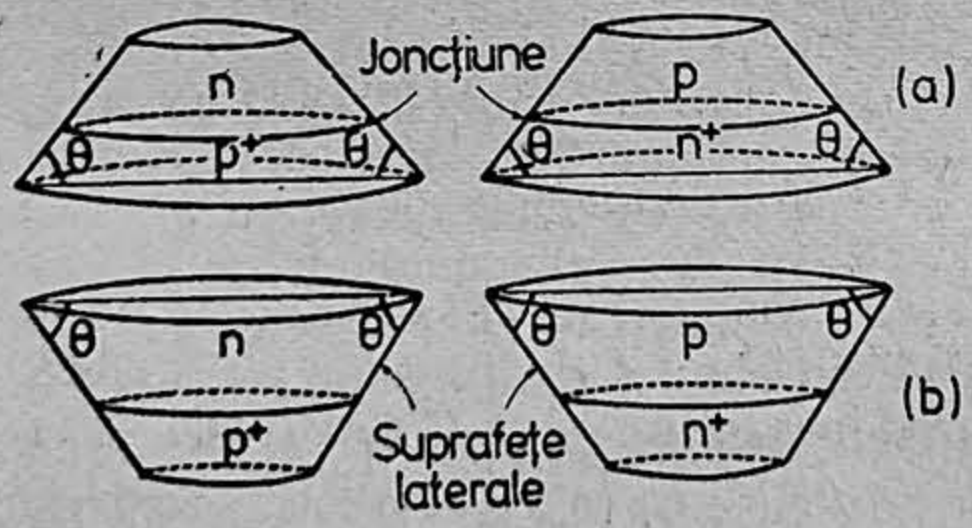


Fig. 3.48. Joncțiuni p^+n (n^+p) cu suprafețele laterale decupate (conturate) sub : (*a*) unghi pozitiv ; (*b*) unghi negativ.

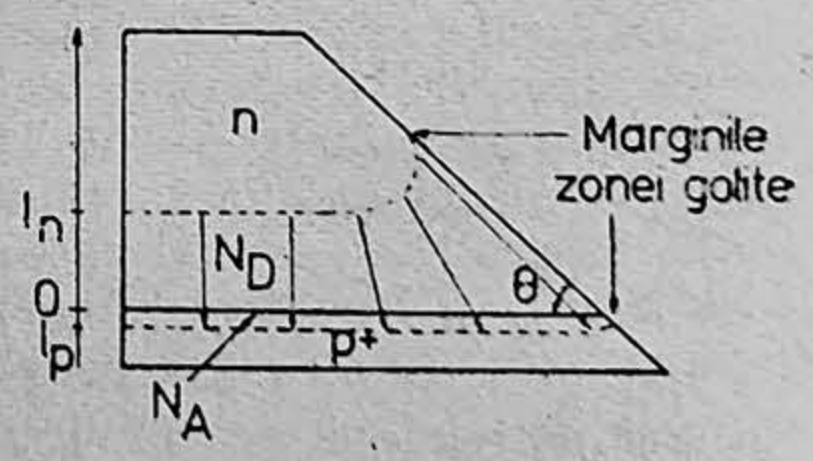


Fig. 3.49. Ilustrarea calitativă a fenomenelor la polarizarea în invers a unei joncțiuni p^+n cu suprafața laterală conturată sub un unghi pozitiv θ.

pentru a cuprinde o cantitate suficientă de impurități donoare necompensate în vederea îndeplinirii bilanțului (3.77). Expansiunea zonei golite în zona adiacentă suprafeței din stratul slab dopat are drept rezultat relaxarea (diminuarea aglomerării) cîmpului electric. Întrucît zona golită din stratul slab dopat are o extindere mai mare de-a-lungul suprafeței decît în volum, valoarea cîmpului electric în zona adiacentă suprafeței este substanțial inferioară celei din volum.

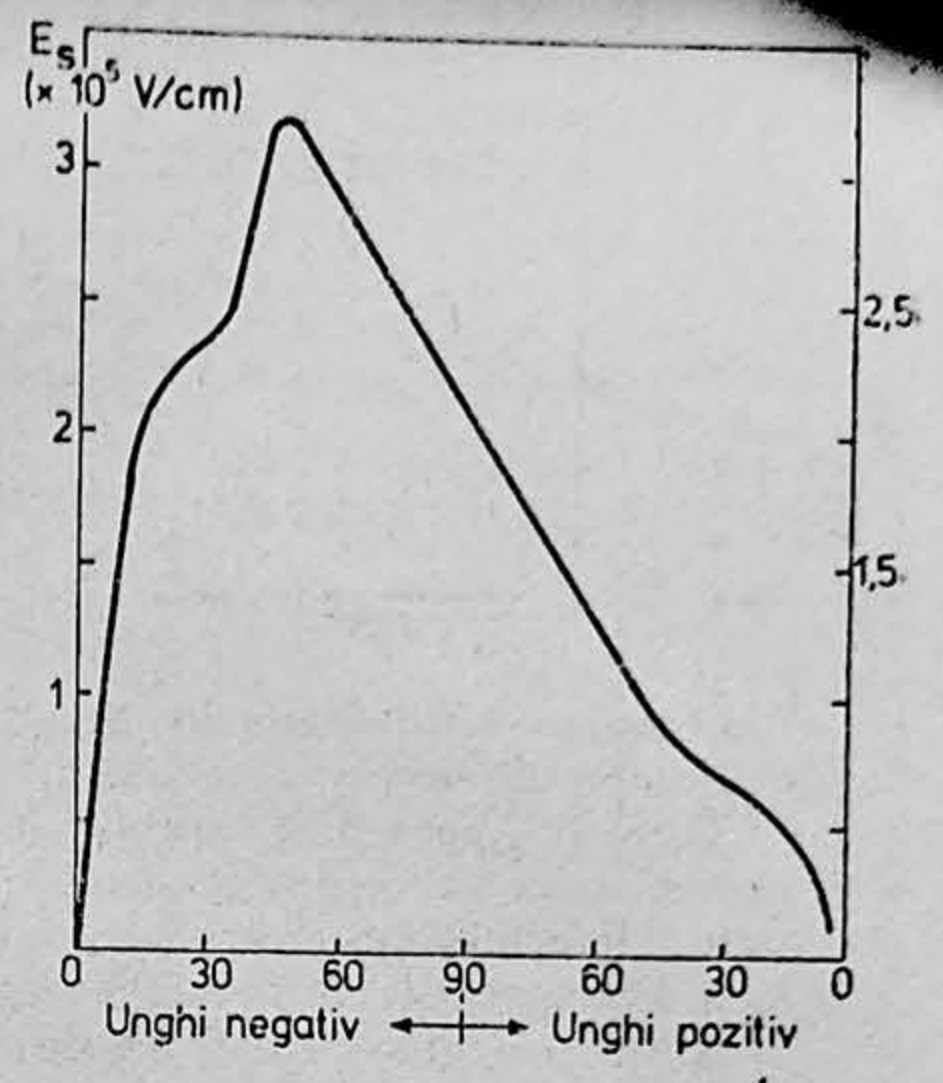


Fig. 3.50. Valoarea maximă a cîmpului electric E_s pe suprafața laterală a joncțiunilor p^+n conturate sub unghi pozitiv și sub unghi negativ.

Particularitățile joncțiunilor cu suprafețele laterale conturate sub un unghi pozitiv se pot rezuma astfel [26] — [29]:

1) Valoarea maximă a cîmpului electric la suprafața structurilor *pn* conturate sub unghi pozitiv scade monoton cu micșorarea unghiului θ (figura 3.50);

2) Valoarea maximă a cîmpului electric pe suprafață este întotdeauna inferioară valorii maxime a cîmpului din volum pentru toate unghiurile pozitive;

3) Reducerea unghiului pozitiv de conturare a suprafeței determină o deplasare a punctului de cîmp maxim de suprafață de la joncțiunea metalurgică în interiorul stratului slab dopat;

4) La valori ale unghiului θ sub 12°, frontiera zonei de sarcină spațială în stratul difuzat, puternic dopat, se ancorează în proximitatea joncțiunii metalurgice. În acest caz, valoarea cîmpului electric în punctul de confluență al joncțiunii metalurgice cu suprafața laterală a structurii este practic zero;

5) La o valoare constantă a unghiului pozitiv θ, cîmpul electric scade monoton din volumul structurii înspre suprafață.

Din cele prezentate rezultă că decuparea joncțiunilor *pn* sub unghiuri pozitive micșorează valoarea cîmpului electric în zona adiacentă suprafețelor laterale (figura 3.50), ceea ce previne străpungerea în această regiune a structurilor polarizate în invers. Reducerea substanțială a cîmpului electric pe suprafețele laterale (în comparație cu valoarea cîmpului din volum) localizează fenomenul de străpungere în volum, care este similar cazului „*ideal*" (plan-paralel). **Metoda conturării sub unghi pozitiv constituie în prezent singura tehnică de obținere a tensiunilor de străpungere apropiate de valorile tensiunilor de avalanșă din joncțiunile plan-paralele** [1] [2] [13]. Ținînd seama de distribuția de impurități din tiristoare (vezi figura 3.7), conturarea suprafeței sub unghi pozitiv se efectuează pentru joncțiunea (J_1), care blochează tensiunea aplicată în invers (vezi figura 3.53). Valorile practice ale unghiului θ, cuprinse între 30° și 60°, asigură localizarea fenomenului de străpungere în volum, și nu la suprafață. În alegerea unghiurilor pentru structuri practice, se urmărește reducerea cîmpului maxim la suprafață sub cel mult 50% din valoarea cîmpului maxim din volum. Pe această cale se contracarează efectul creșterii coeficienților de ionizare la suprafață, datorat prezenței defectelor în zonele de discontinuitate ale siliciului [1] [13].

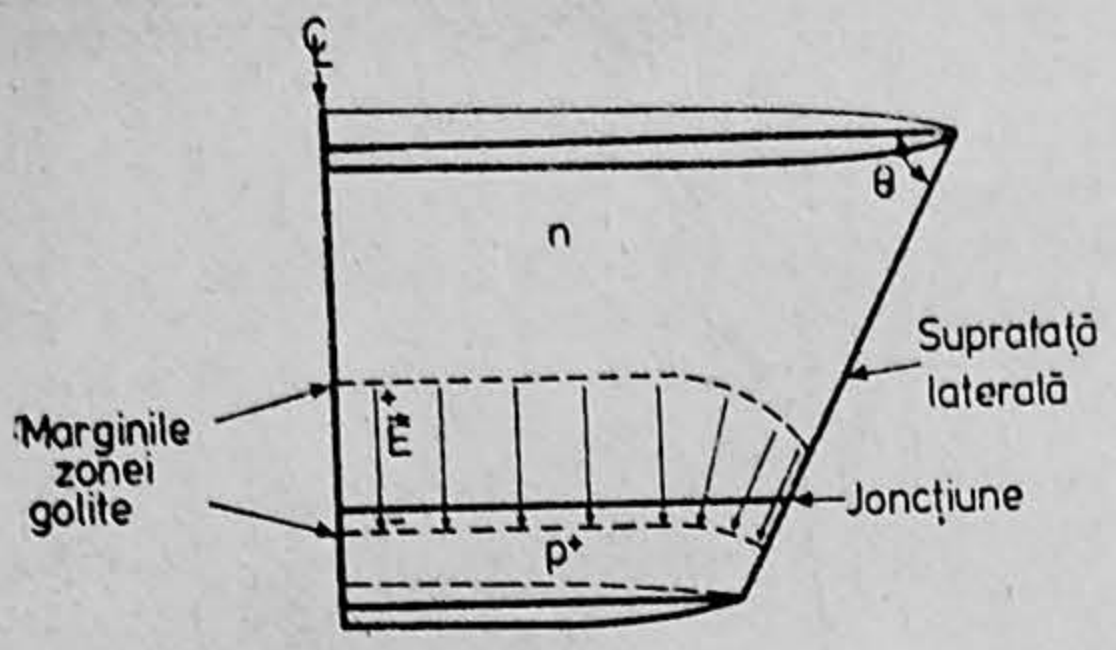


Fig. 3.51. Ilustrarea calitativă a fenomenelor la polarizarea în invers a unei joncțiuni p^+n cu suprafața laterală conturată sub un unghi negativ θ.

Conturul marginilor zonei golite și distribuția calitativă a cîmpului electric la polarizarea în invers a joncțiunilor p^+n, „decupate" sub *unghi negativ*, sînt indicate în figura 3.51. Stabilirea bilanțului de sarcină (3.77) micșorează extinderea zonei golite din stratul slab dopat (n) în proximitatea suprafeței decupate, determinînd creșterea corespunzătoare a lățimii acestei zone în regiunea adiacentă din stratul puternic dopat (p^+). Se observă că, în zona de suprafață, marginea zonei de sarcină spațială din stratul n se curbează înspre joncțiunea metalurgică, în timp ce în regiunea adiacentă din stratul difuzat p^+, frontiera zonei golite se îndepărtează de joncțiune. Întrucît tensiunea inversă aplicată pe structură este „*susținută*" de întreaga zonă de sarcină spațială, intensitatea cîmpului electric în apropierea suprafeței laterale *îngustate* are o valoare superioară celei din volum. Datorită valorilor extrem de ridicate ale cîmpului electric pe suprafețele laterale ale joncțiunilor decupate sub unghiuri negative (vezi figura 3.50), *în aceste structuri străpungerea de suprafață o precede pe cea din volum*. Străpungerea prematură la suprafață degradează capabilitatea în tensiune a joncțiunilor decupate sub unghiuri negative. *O excepție în acest sens o constituie joncțiunile decupate sub unghiuri negative extrem de reduse* (1°...6°) avînd un gradient redus al concentrațiilor din stratul difuzat în proximitatea joncțiunii metalurgice (figura 3.52). În aceste tipuri de structuri, îndepărtarea unei cantități relativ mari de siliciu din zonele difuzate în procesul conturării suprafeței și variația relativ lină a impurităților în stratul puternic dopat în apropierea joncțiunii metalurgice determină o expansiune accentuată a zonei golite de-a-lungul suprafeței în regiunea difuzată. Această extindere a zonei golite în regiunea puternic dopată a joncțiunii are ca efect relaxarea (micșorarea) cîmpului electric în proximitatea suprafeței, ceea ce previne străpungerea prematură a structurii. Asemenea unghiuri negative de conturare a suprafeței se utilizează în tiristoare pentru decuparea joncțiunii (J_2), care blochează tensiunea aplicată în direct,

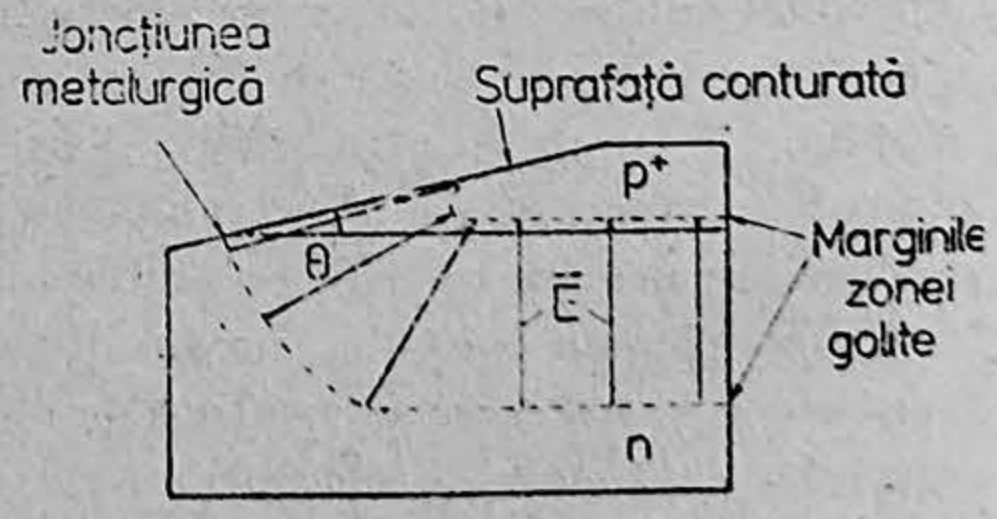


Fig. 3.52. Ilustrarea calitativă a fenomenelor la polarizarea în invers a unei joncțiuni p^+n cu strat difuzat puternic dopat avînd un gradient redus al impurităților la joncțiunea metalurgică și cu suprafața laterală conturată sub un unghi negativ θ de valoare redusă (θ = 1°...6°).

(vezi figura 3.53, *a*). De notat faptul că decuparea joncțiunilor sub unghiuri negative foarte mici diminuează substanțial aria utilă a zonei puternic dopate a structurii *pn*.

Particularitățile principale ale joncțiunilor decupate sub unghiuri negative reduse se pot rezuma astfel [1] [2] [13] [26]–[30]:

1) Micșorarea unghiului de la 12° la ~ 3° determină îndepărtarea progresivă de joncțiune a marginii zonei golite din stratul difuzat, ceea ce relaxează (diminuează) cîmpul electric în această regiune.

În stratul slab dopat al structurii *pn*, frontiera zonei golite se restringe treptat înspre joncțiunea metalurgică. În unele cazuri, marginea zonei golite din regiunea de suprafață a stratului slab dopat se „*ancorează*" pe joncțiunea metalurgică ; aceasta implică cîmp practic nul în punctul de confluență al joncțiunii metalurgice cu suprafața laterală (ceea ce diminuează probabilitatea străpungerii la suprafață). Valoarea maximă a cîmpului electric se atinge pe partea difuzată a structurii *pn*, și nu la joncțiunea metalurgică.

2) Pentru unghiuri negative de valori reduse (sub 12°), cîmpul electric maxim se obține în *apropierea* suprafeței laterale a stratului difuzat (~ 20 μm sub suprafață), iar valoarea acestuia este superioară cîmpului din volum. Datorită acestei particularități, tensiunea de străpungere a joncțiunilor *pn* conturate chiar sub unghiuri negative reduse (1°...6°) este întotdeauna inferioară celei a joncțiunilor plan-paralele.

3) Sarcina pozitivă prezentă pe suprafețele laterale, avînd valori tipice ale densității superficiale de $Q_{ss} = 10^{11}...10^{12}$ cm^{-2}, mărește valoarea cîmpului local, ceea ce degradează capabilitatea în tensiune a dispozitivelor. (Este, de exemplu, cazul suprafețelor acoperite cu SiO_2).

Comportamentul joncțiunilor decupate sub unghi negativ se caracterizează prin **unghiul efectiv de conturare** Φ [1] [13] [30]:

$$\Phi = (0{,}04)\theta \left(\frac{W_L}{W_H}\right)^2 \qquad (3.78)$$

unde: θ este unghiul de conturare propriu-zis în (grade), W_L și W_H sînt lățimile zonei golite în straturile slab, respectiv puternic dopate ale joncțiunii. Parametrul Φ se măsoară în grade.

Cîmpul electric la suprafață crește monoton cu parametrul de conturare Φ. Pentru a obține tensiuni de străpungere de 80% pînă la 90% din valoarea tensiunii de avalanșă a unei joncțiuni plan-paralele, unghiul efectiv de conturare Φ se menține sub 6°. Valoarea redusă a parametrului Φ se obține prin micșorarea unghiului de conturare θ și a raportului (W_L/W_H), ceea ce implică realizarea joncțiunilor cu gradienți reduși de impurități. Pentru tiristoare de tensiuni înalte (2 500 V...3 000 V) se utilizează unghiuri de conturare θ de 2°...4° și gradienți ai impurităților care permit realizarea unui raport (W_L/W_H) de 4 pînă la 5. Prin această tehnică se obțin tensiuni de străpungere apropiate de 90% din valoarea tensiunii de avalanșă a unei joncțiuni plan-paralele.

Suprafețele laterale ale tiristoarelor de putere sînt realizate sub două unghiuri de conturare (figura 3.53, *a*) : *un unghi pozitiv de decupare a joncțiunii de anod* (J_1), care blochează tensiunea inversă aplicată, și *un unghi negativ de decupare a joncțiunii* J_2, care „susține" tensiunea anodică blocată în direct. Interdependența celor două unghiuri este evidențiată calitativ în figura 3.54. Datorită curburii frontierelor zonei golite ale joncțiunii J_1, există posibilitatea străpungerii premature a dispozitivului la suprafață în cazul pătrunderii marginii acestei zone din baza n_1 pînă la joncțiunea J_2. Tendința străpungerii prin **pătrunderea la suprafață** se accentuează pe măsura reducerii unghiului pozitiv de conturare, deoarece curbarea și extinderea marginii zonei golite a joncțiunii J_1 din stratul n_1 devine mai pronunțată pe măsura diminuării unghiului θ. Din acest motiv, unghiul pozitiv de conturare în tiristoare este menținut, de regulă, între 45° și 60°, cu toate că unghiurile mai reduse prezintă valori diminuate ale cîmpului la suprafață (vezi figura 3.50), oferind astfel posibilitatea sporirii capabilității de blocare în invers.

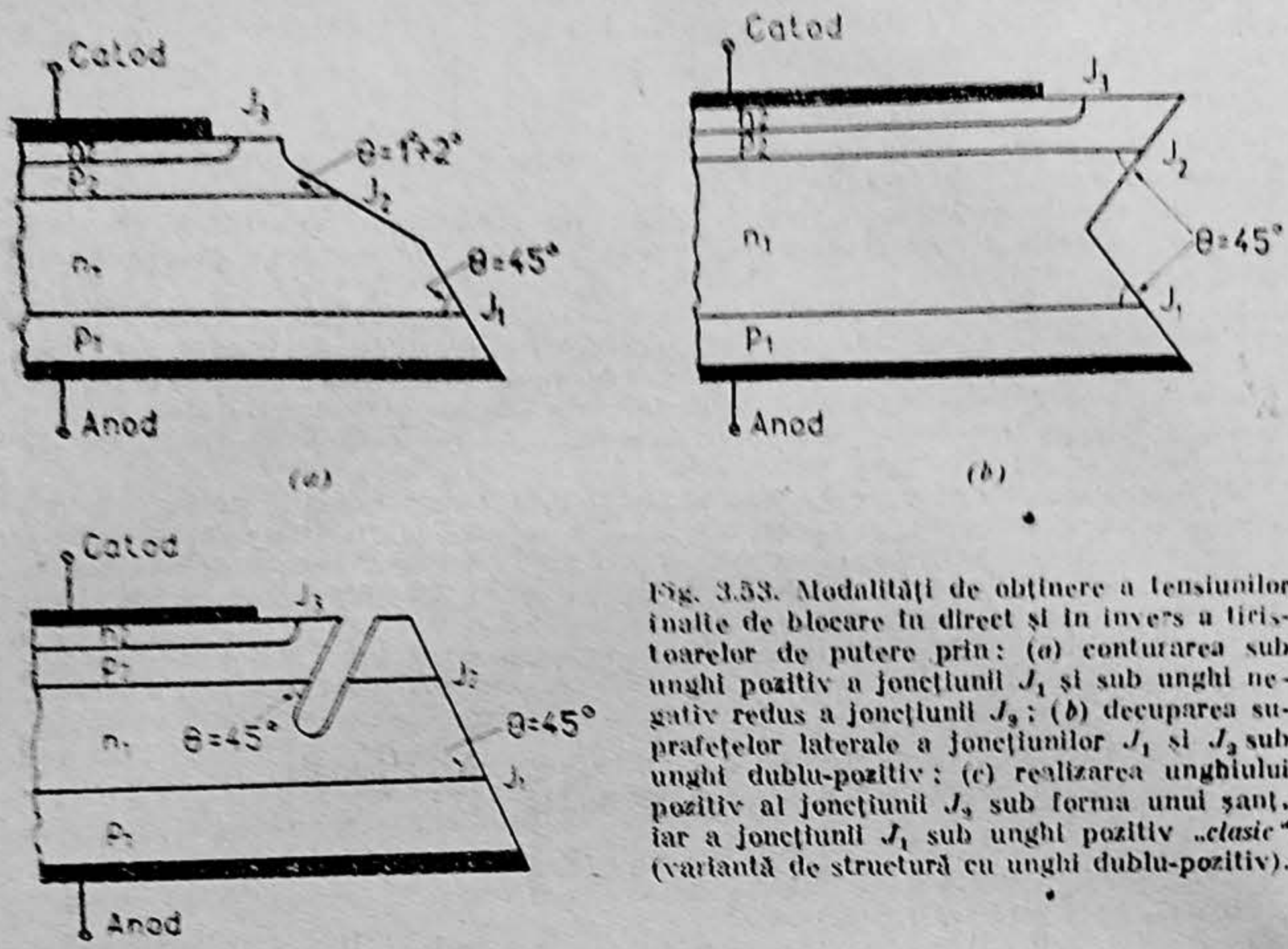


Fig. 3.53. Modalităţi de obţinere a tensiunilor înalte de blocare în direct şi în invers a tiristoarelor de putere prin: (*a*) conturarea sub unghi pozitiv a joncţiunii J_1 şi sub unghi negativ redus a joncţiunii J_3; (*b*) decuparea suprafeţelor laterale a joncţiunilor J_1 şi J_2 sub unghi dublu-pozitiv; (*c*) realizarea unghiului pozitiv al joncţiunii J_3 sub forma unui şanţ, iar a joncţiunii J_1 sub unghi pozitiv *„clasic"* (variantă de structură cu unghi dublu-pozitiv).

Unghiul negativ de conturare tipic de ~ 3° permite realizarea tiristoarelor avînd tensiunile maxime de blocare în invers practic egale cu cele de blocare în direct. Îndepărtarea volumului relativ mare de siliciu în procesul de decupare a unghiurilor negative diminuează substanţial aria utilă a catodului (figura 3.53, *a*). Din acest motiv, conturarea sub două unghiuri diferite a suprafeţelor laterale se utilizează doar în tiristoare de arii (curenţi) mari şi tensiuni înalte (peste 1 500 V) [1] [2] [13] [26]—[30].

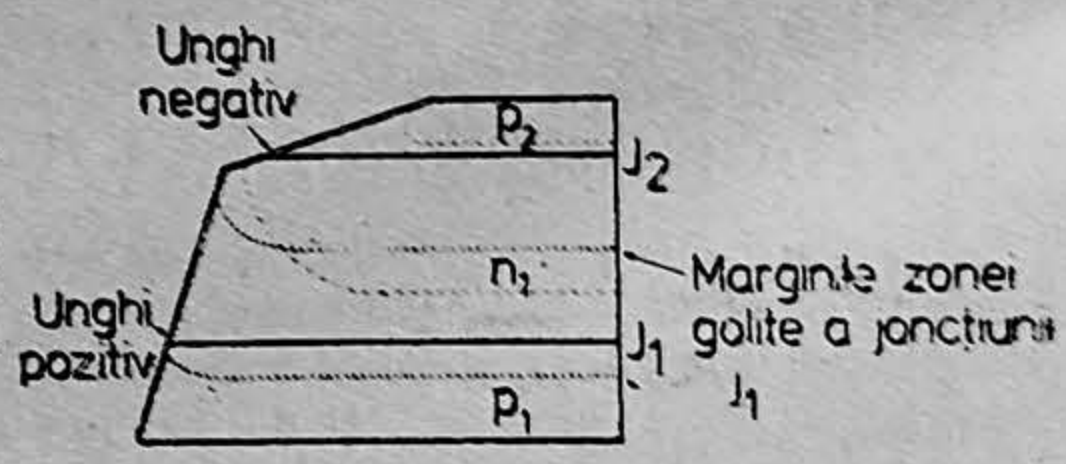


Fig. 3.54. Detalierea extinderii zonelor de sarcină spaţială la polarizarea în invers a joncţiunii J_1 (curbele punctate) şi a joncţiunii J_2 (curbe cu linii întrerupte) pentru structura din figura 3.53, *a*.

Egalizarea capabilităţilor de blocare în direct şi în invers, simultan cu mărirea ariei utile a catodului, se realizează în tiristoarele decupate sub două unghiuri pozitive (vezi figura 3.53, *b* şi *c*) [1] [13] [31] În soluţia din figura 3.53, *b*, ambele joncţiuni (J_1 şi J_2) sînt conturate sub unghiuri pozitive identice. O variantă practică de decupare a suprafeţei laterale sub unghi dublu-pozitiv constă în implementarea unui *şanţ circular* (figura 3.55). În soluţia din figura 3.53, *c*, unghiul pozitiv local al joncţiunii J_2 se realizează sub forma unui şanţ care se penetrează în interiorul structurii. Şanţul în forma literei U se realizează prin sablare, utilizîndu-se în acest scop un praf abraziv şi un vîrf ascuţit plasat sub un unghi corespunzător faţă de suprafaţa laterală.

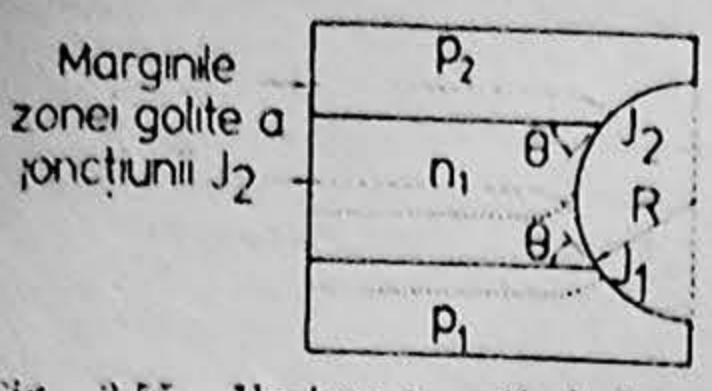


Fig. 3.55. Ilustrarea extinderii zonei de sarcină spațială la polarizarea în invers a joncțiunii J_1 (curbe punctate) și a joncțiunii J_2 (curbe cu linii întrerupte) din structura unui tiristor cu suprafețele laterale conturate circular sub unghi dublu-pozitiv (vezi figura 3.53, *b*).

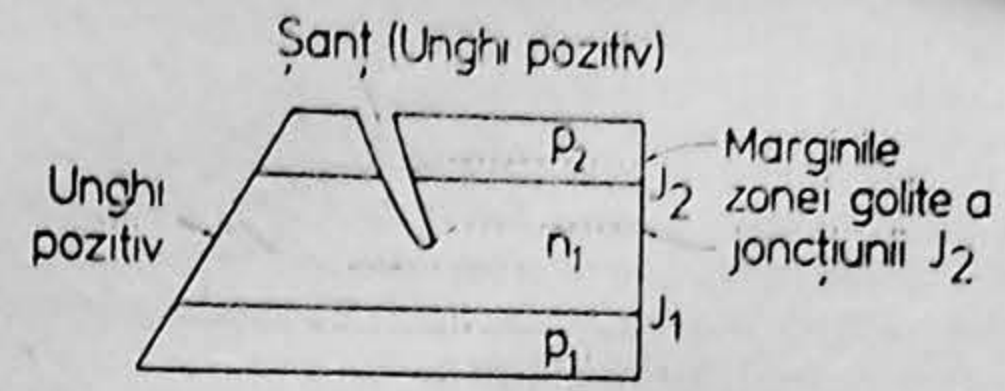


Fig. 3.56. Detalii calitative ale extinderii zonei de sarcină spațială la polarizarea în invers a joncțiunilor J_1, respectiv J_2 din structura unui tiristor contural sub unghi dublu-pozitiv ca în figura 3.53, *c*.

Contururile zonelor de sarcină spațială ale joncțiunilor J_1 și J_2 la polarizarea în invers/direct a celor două structuri decupate sub unghi dublu-pozitiv sînt detaliate calitativ în figurile 3.55, respectiv 3.56.

Realizarea structurii din figura 3.56 (3.53, *c*) este complicată de interacțiunea terminațiilor celor două joncțiuni. Astfel, baza n_1 trebuie să posede o grosime suficient de mare pentru ca marginea din acest strat a zonei golite a joncțiunii J_1 să nu intersecteze vîrful șanțului. Pe de altă parte, adîncimea de penetrare a șanțului trebuie să fie suficient de mare, astfel încît marginea zonei golite din baza n_1 a joncțiunii J_2, să nu depășească vîrful șanțului ; în caz contrar, se pierde efectul benefic al unghiului pozitiv local la tensiuni înalte de blocare în direct. În consecință, structura din figura 3.56 necesită o regiune n_1 relativ groasă, cu toate consecințele care decurg din aceasta (vezi § 2.7, § 2.9 și relația 4.1). Utilizarea structurii 3.56 în tiristoarele *GTO* ar degrada parametrii electrici de bază ai dispozitivelor (viteza de comutație și căderea de tensiune în direct).

Structura dublu-pozitivă din figura 3.55 (3.53, *b*), ca și *combinația unghi pozitiv-unghi negativ* (figura 3.54) tolerează suprapunerea marginilor zonelor golite din stratul n_1 ale joncțiunilor J_1 și J_2. Ca urmare, baza n_1 a acestor două structuri este mai subțire decît a configurației 3.56, la aceeași capabilitate de blocare în tensiune. Problema critică a structurii din figura 3.53, *b* o constituie valoarea relativ ridicată a cîmpului electric pe suprafață, care crește odată cu scăderea grosimii bazei n_1 și a unghiurilor de conturare. Acest aspect este ilustrat în figura 3.57 pentru o structură de tipul celei din figura 3.53, *b*. Se remarcă faptul că valoarea cîmpului maxim la suprafață este dublă față de cea a unei structuri similare, conturate sub un singur unghi pozitiv. Maximele cîmpului electric pe suprafața laterală a structurii dublu-pozitive se localizează în zonele de discontinuitate ale decupării. Astfel, zonele cu neregularități geometrice de conturare, conținînd unghiuri obtuze (figura 3.57), trebuie evitate în timpul procesării sau îndepărtate ulterior prin corodare

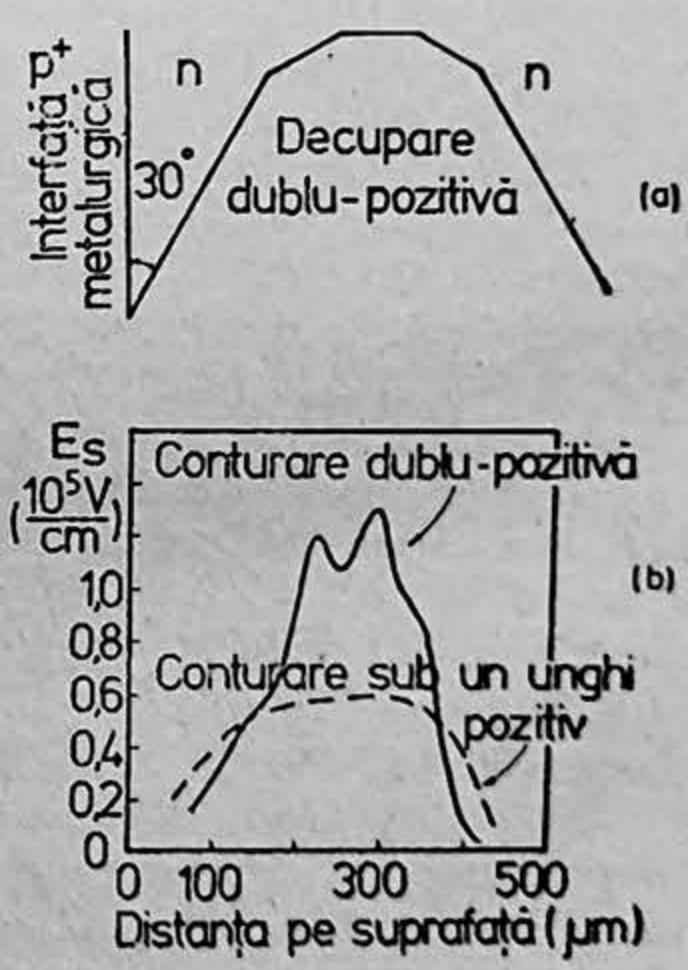


Fig. 3.57. (*b*) Distribuția cîmpului electric E, pe suprafața unei structuri p^+n conturate sub un unghi dublu-pozitiv (*a*) ca în figura 3.53, *b*. (Pentru comparație se prezintă distribuția cîmpului pentru o joncțiune p^+n cu parametrii identici, conturată sub un singur unghi pozitiv).

izotropă [31]. O variantă cvasi-ideală de implementare a unghiurilor dublu-pozitive o constituie forma circulară din figura 3.55. Raza decupării circulare (R) are însă un efect relativ limitat asupra valorii cîmpului maxim la suprafață, care nu poate fi scăzut sub 60% din valoarea cîmpului maxim din volum. Datorită valorilor ridicate ale cîmpului electric pe suprafețele laterale, pasivarea tiristoarelor cu joncțiuni conturate dublu-pozitiv prezintă probleme extrem de dificile [1] [13] [31].

Avantajele decupării tiristoarelor sub unghi dublu-pozitiv sînt următoarele :

1) Posibilitatea obținerii tensiunilor de străpungere în direct și în invers practic egale cu tensiunea de avalanșă a joncțiunilor plan-paralele („*ideale*"), avînd geometrii și nivele de dopare identice ;

2) Eficiența sporită de utilizare a ariei catodului, în comparație cu structurile în care joncțiunea J_2 este decupată sub unghiuri negative reduse (vezi figura 3.53, *a*).

Dezavantajele structurilor conturate sub unghi dublu-pozitiv sînt :

1) Dificultatea realizării tehnologice, inclusiv datorită problemelor legate de pasivizarea suprafețelor laterale ;

2) Introducerea neregularităților geometrice în configurația tiristoarelor, care influențează funcționarea dispozitivelor în diferite regimuri de lucru (de exemplu, „*aglomerarea*" curentului anodic în zonele laterale ale structurii din figura 3.53, *b* în timpul conducției directe).

3.5.4.2. Terminații pentru joncțiuni planare

Difuzia planară constă în introducerea selectivă a impurităților în suprafața siliciului prin ferestre deschise în masca protectoare de oxid (SiO_2). Joncțiunea *pn* formată în dreptul ferestrei rectangulare este plan-paralelă (vezi figura 3.24). *Difuzia laterală a impurităților (sub masca de oxid) atinge* $\sim 85\%$ *din adîncimea verticală a joncțiunii.* Rezultatul direct al difuziei laterale îl constituie *formarea joncțiunilor sferice și cilindrice,* care degradează capabilitatea în tensiune a structurilor planare. Acest aspect, este ilustrat calitativ în figura 3.58 pentru o joncțiune n^+p. La polarizarea structurii în invers, marginile zonei golite urmăresc conturul joncțiunii. Îndeplinirea bilanțului de sarcină (3.77) determină aglomerarea liniilor de cîmp electric în regiunea de curbare a joncțiunii. Valoarea sporită a cîmpului asociată acestei aglomerări are ca efect intensificarea procesului de ionizare prin impact în regiunea de curbură a joncțiunii (vezi relațiile 3.50). Ca urmare, *străpungerea joncțiunilor realizate prin difuzie planară se produce în zonele lor de curbură și nu în regiunea plan-paralelă.*

Estimarea cantitativă a tensiunilor de străpungere BV în joncțiunile planare se bazează pe aproximația egalității extinderii laterale și penetrării verticale a dopantului în procesul difuziei [1] [2] [13]. În acest caz, geometria joncțiunii n^+p se definește prin raza cvasi-constantă de curbură r_j (figura 3.59). La polarizarea în invers a joncțiunii n^+p, extinderea frontierei zonei golite în stratul slab dopat (p) este definită de raza r_d. Acest model aproximează satisfăcător joncțiunile cilindrice (C) și sferice (S). Raportul valorilor maxime ale cîmpului electric $\mathbf{E}_m$ în porțiunea sferică ($\mathbf{E}_{m(s)}$) și cilindrică ($\mathbf{E}_{m(c)}$) a unei joncțiuni planare (vezi figura 3.24), polarizate în invers, se aproximează prin relația [1] [13] :

$$\frac{\mathbf{E}_{m(s)}}{\mathbf{E}_{m(c)}} \simeq \frac{2}{3}\,\frac{r_d}{r_j} \tag{3.79}$$

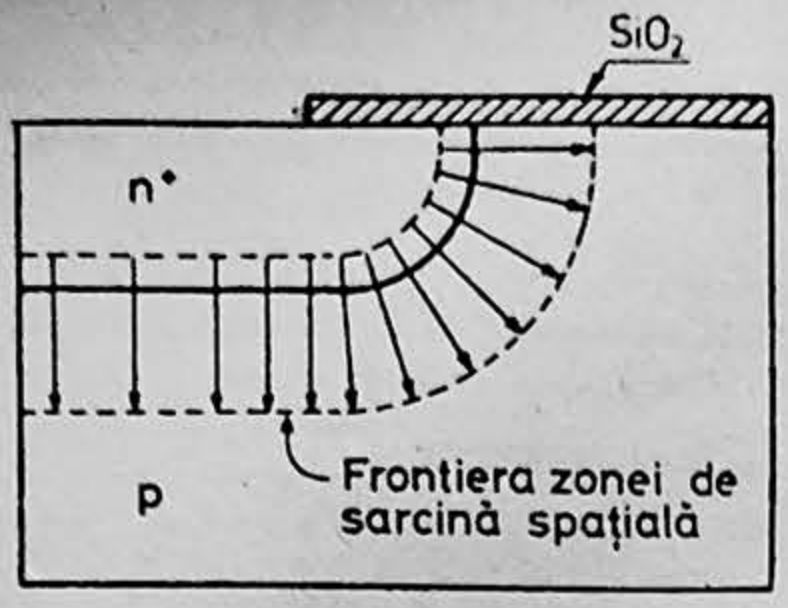


Fig. 3.58. Ilustrarea calitativă a zonei de sarcină spațială într-o joncțiune planară n^+p, polarizată în invers.

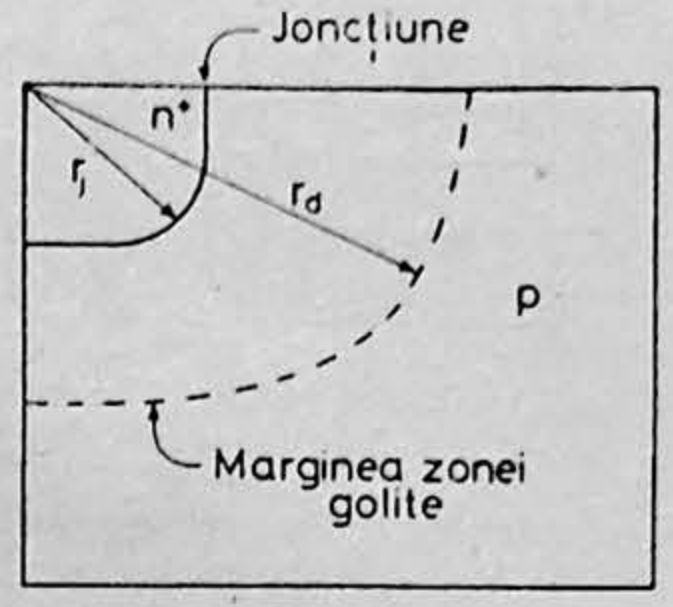


Fig. 3.59. Model al joncțiunilor n^+p sferice/cilindrice polarizate în invers.

La polarizarea joncțiunii în invers cu tensiuni V_R de valori ridicate, coordonata zonei golite în stratul slab dopat (r_d) este de cîteva ori mai mare decît raza de curbură r_j. Ca urmare, raportul (3.79) este supraunitar, ceea ce indică faptul că valoarea maximă a cîmpului electric $\mathbf{E}_{m(s)}$ din porțiunea sferică a joncțiunii planare este superioară celei din porțiunea cilindrică $\mathbf{E}_{m(c)}$ (vezi figura 3.24). În consecință, **joncțiunile planare se străpung la „colțuri"**, adică în zonele de formare a joncțiunilor sferice. Tensiunea de străpungere a porțiunii cilindrice ($BV_{(C)}$) a joncțiunilor planare este practic de două ori mai mare decît cea în zona sferică ($BV_{(S)}$), fiind însă inferioară tensiunii maxime de blocare a structurii *p*lan-*p*aralele (BV_{PP}), formate chiar sub fereastra de difuzie rectangulară (vezi figura 3.24). Corelația analitică dintre tensiunile de străpungere ale porțiunii cilindrice ($BV_{(C)}$) și plan-paralele ($BV_{(PP)}$) a joncțiunilor difuzate planar se exprimă prin [1] [13] :

$$\frac{BV_{(C)}}{BV_{(PP)}} = [0{,}871 + 0{,}125 \ln (r_j/W_{PP})]^2 \qquad (3.80)$$

unde : r_j este raza de curbură a joncțiunii (figura 3.59), W_{PP} este extinderea zonei golite la străpungerea porțiunii plan-paralele (relația 3.63).

Din relația (3.80) rezultă că tensiunea de străpungere a porțiunii cilindrice ($BV_{(C)}$) este cu atît mai înaltă, deci mai apropiată de valoarea „*ideală*", *p*lan-*p*aralelă ($BV_{(PP)}$), cu cît adîncimea joncțiunii ($x_j \simeq r_j$) este mai mare. Aceasta înseamnă că *joncțiunile planare relativ adînci au tensiuni de străpungere superioare structurilor omoloage superficiale*. Explicația calitativă este furnizată de distribuțiile cîmpului electric în cele două structuri (figura 3.60), avînd concentrații identice ale impurităților în stratul slab dopat (p). La polarizarea în invers a celor două joncțiuni, extinderea zonei golite în ambele straturi (n^+ și p) este controlată de condiția de echilibru (3.77). Distribuția cîmpului electric în volumul celor două joncțiuni (porțiunile plan-paralele) este uniformă. Îndeplinirea condiției (3.77) în „colțul" joncțiunii superficiale (figura 3.60, *a*) determină „*aglomerarea*" liniilor de cîmp electric în această regiune. Fenomenul este similar cu cel înregistrat în joncțiunea *mesa* decupată sub unghi negativ (vezi figura 3.51), conducînd la creșterea ratei de ionizare prin impact în regiunea de curbură, deci la străpungerea prematură a structurii. Se re-

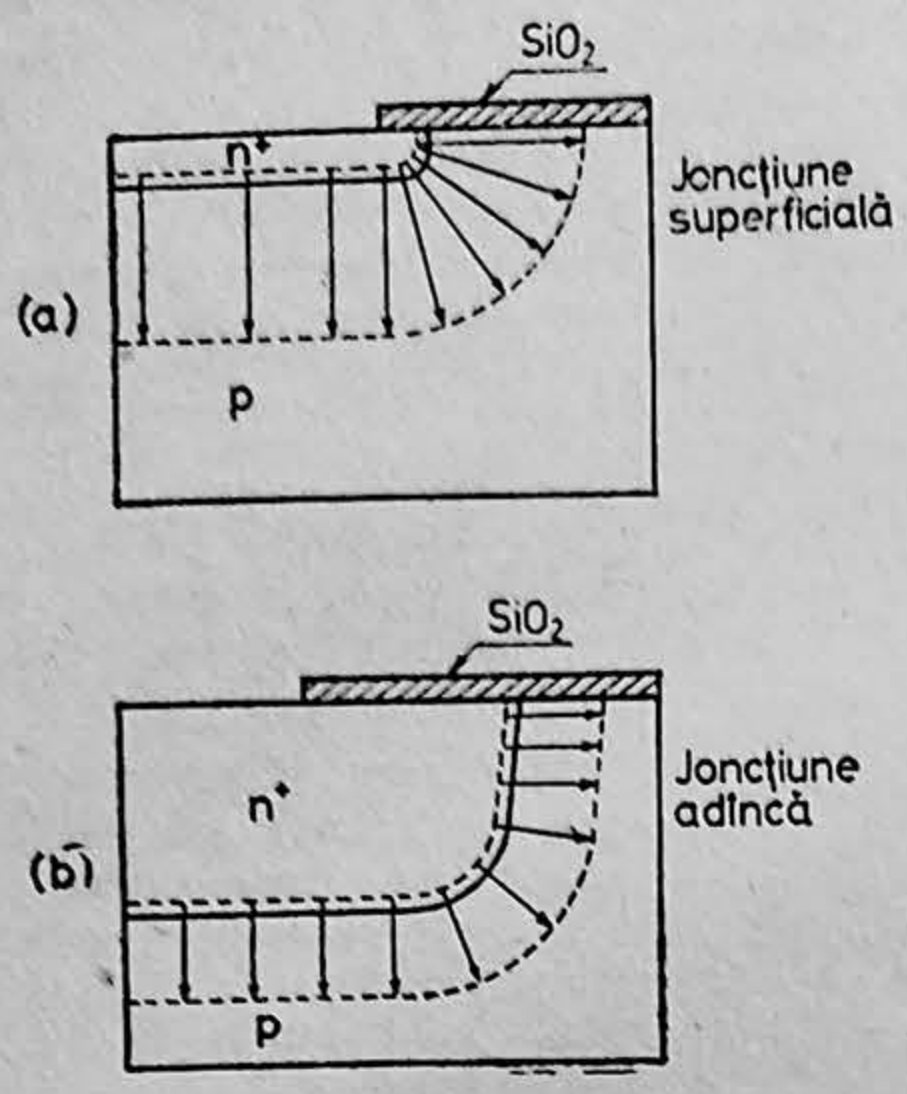


Fig. 3.60. Ilustrarea calitativă a distribuției liniilor de cîmp electric în joncțiuni planare n^+p superficiale (*a*) și adînci (*b*), polarizate în invers.

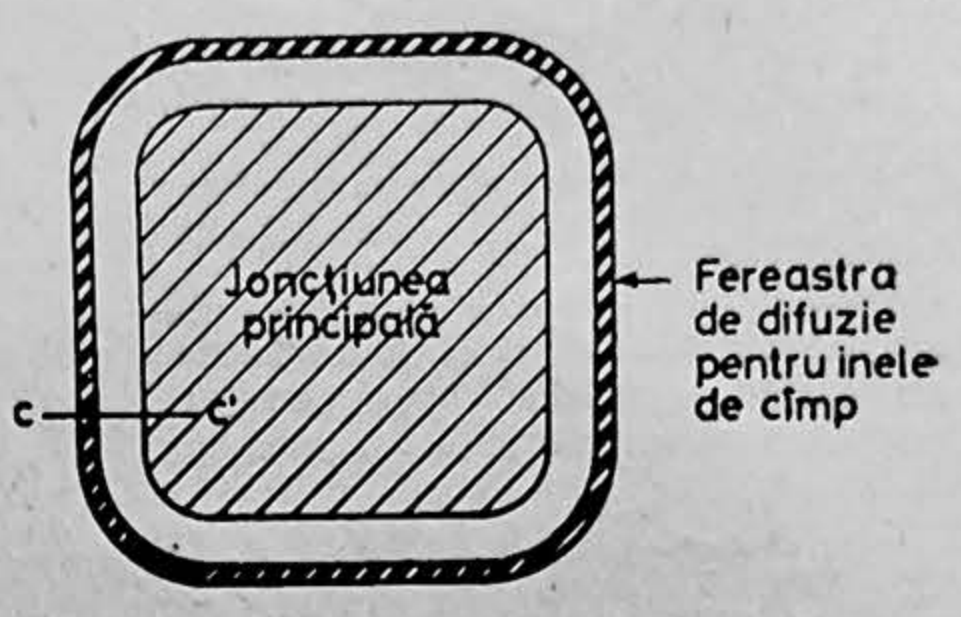


Fig. 3.61. Mască avînd ferestre de difuzie pentru joncțiunea principală și pentru inelul de cîmp flotant.

marcă faptul că aglomerarea (creșterea) cîmpului electric în zona de curbură este determinată nu de adîncimea absolută a joncțiunii, ci de valoarea ei relativă la extinderea marginilor zonei golite.

Tehnologia planară limitează adîncimea practică a joncțiunilor la ~ 10 μm. Întrucît extinderea zonei golite a joncțiunilor în tiristoarele planare variază între 20 μm și 100 μm, raportul (r_j/W_{PP}) din relația (3.80) este cuprins între 0,5 și 0,1. Astfel, terminația cilindrică a structurilor planare limitează tensiunea de străpungere la sub 50% din cea corespunzătoare cazului plan-paralel. Tensiunea de străpungere a joncțiunilor planare este însă determinată de capabilitatea în tensiune a „colțurilor" sferice (vezi figura 3.24), care este practic cu 50% inferioară celei a structurilor cilindrice. Ca urmare, *tensiunea de străpungere a joncțiunilor planare utilizate în tiristoare nu depășește* 25% *din capabilitatea în tensiune a joncțiunilor plan-paralele.* O soluție paleativă constă în „*rotunjirea*" colțurilor măștii de difuzie în scopul evitării formării joncțiunilor sferice (figura 3.61). Creșterea substanțială a tensiunii de străpungere în structuri planare se realizează prin implementarea inelelor de cîmp și a electrozilor echipotențiali [1] [2] [13].

Inelele de cîmp flotante (*"Floating field rings"*) sînt joncțiuni auxiliare integrate în structura planară principală, avînd rolul de a relaxa cîmpul electric la marginea joncțiunii principale în scopul creșterii tensiunii de străpungere a acesteia. Inelele de cîmp sînt locate în apropierea joncțiunii *pn* principale, fiind însă izolate electric de aceasta. Termenul de „*flotant*" se referă la potențialul acestor inele : în funcție de valoarea tensiunii inverse aplicate, inelele pot „*adopta*" alternativ potențialul unuia din cele două straturi constitutive ale joncțiunii principale [32].

Inelele de cîmp se fabrică simultan cu joncțiunea principală. În acest scop, în masca de difuzie planară se deschid două ferestre : una pentru joncțiunea principală, iar cealaltă pentru inelul de cîmp (figura 3.61). Fereastra

inelului de cîmp este locată echidistant de fereastra joncțiunii principale pe tot perimetrul acesteia.

Principiul de acțiune al inelului de cîmp este ilustrat în figura 3.62, *b*, care prezintă o secțiune în planul $C-C'$ al structurii (n^+p) rezultante în figura 3.61. La polarizarea în invers a joncțiunii principale n^+p, marginea zonei golite se extinde cu precădere în stratul slab dopat (p). În cazul tensiunilor reduse aplicate în invers, marginea zonei golite din stratul p se închide pe un traseu situat între joncțiunea principală și inelul de cîmp, menținut astfel la potențialul stratului p. La o anumită valoare a tensiunii inverse aplicate, frontiera zonei golite din stratul p „*atinge*" marginea inelului. Creșterea în continuare a tensiunii inverse aplicate determină „*pătrunderea*" treptată a frontierei zonei golite în stratul n^+ al inelului. Înglobarea joncțiunii auxiliare în zona golită determină relaxarea (extinderea) cîmpului electric în regiunea de curbură a joncțiunii principale, în comparație cu o structură planară fără inel (vezi figura 3.62, *a*). *Relaxarea cîmpului se traduce prin creșterea tensiunii efective de străpungere a structurii.* Întrucît inelul nu este conectat electric în exterior, „*pătrunderea*" sa de către zona golită nu antrenează creșterea curentului invers (rezidual) al structurii. După pătrunderea inelului, potențialul acestuia urmărește îndeaproape tensiunea inversă aplicată pe joncțiunea principală [1] [2] [13] [32].

Locația joncțiunii auxiliare se alege astfel ca regiunea de sarcină spațială a joncțiunii principale să „*pătrundă*" prin inel la o valoare a tensiunii inverse aplicate (V_R), inferioare tensiunii de străpungere a joncțiunii principale. Aceasta implică :

$$BV_{PT} \simeq \frac{q \cdot N_A \cdot W_s^2}{2 \cdot \varepsilon_o \cdot \varepsilon_s} < BV_{(S)} \tag{3.81}$$

unde : BV_{PT} este tensiunnea de pătrudere a zonei de extindere W_S, situate între marginile adiacente ale joncțiunii principale și celei auxiliare, N_A este concentrația impurităților acceptoare din stratul p, $BV_{(S)}$ este tensiunea de străpungere a joncțiunii principale.

Straturile difuzate ale joncțiunii principale și ale inelului de cîmp se fabrică simultan. În consecință, adîncimile (x_j) ale celor două joncțiuni sînt practic identice. Considerînd extinderea laterală a celor două joncțiuni planare ca fiind egală cu adîncimea x_j (figura 3.62, *b*), dimensiunea W_m a măștii de oxid trebuie să fie de :

$$W_m = 2x_j + W_S = 2x_j + (2\varepsilon_o \cdot \varepsilon_s \cdot BV_{PT}/qN_A)^{1/2} \tag{3.82}$$

unde : expresia pentru W_S rezultă din (3.81).

Performanțele inelului de cîmp sînt controlate de spațierea W_S, dimensiunea măștii W_m, adîncimea (x_j) și fereastra (W_i) de difuzie (figura 3.62, *b*). Dacă distanța W_S este prea mare, prezența inelului are un impact practic nul : joncțiunea principală se străpunge înainte de pătrunderea joncțiunii auxiliare. Structura se comportă în acest caz ca o joncțiune planară obișnuită (figura 3.62, *a*), a cărei tensiune de străpungere este dictată de porțiunile sale sferice/cilindrice. Dacă distanța W_S este redusă, potențialul inelului urmărește fidel tensiunea inversă aplicată pe joncțiunea principală. Străpungerea structurii se produce la joncțiunea auxiliară, iar valoarea tensiunii de avalanșă este practic egală cu cea a joncțiunii principale [1] [13] [32].

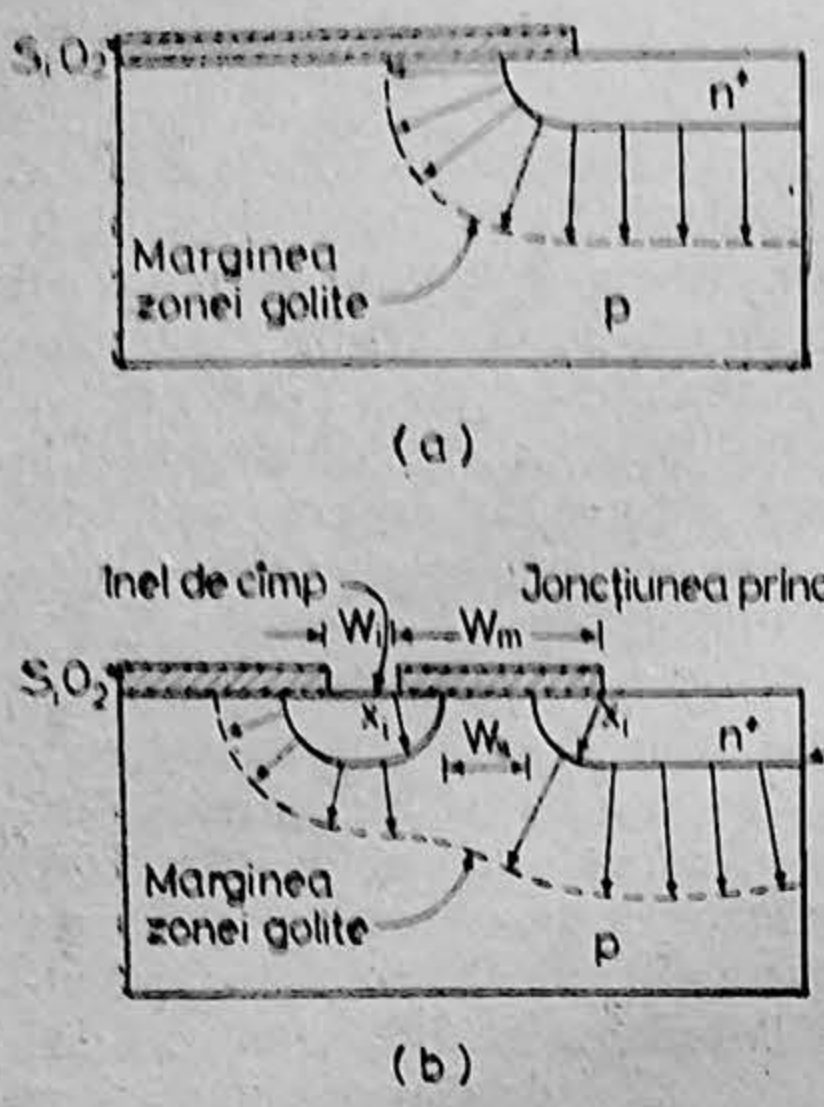


Fig. 3.62. Distribuția calitativă a cîmpului electric la polarizarea în invers a unei joncțiuni planare n^+p fără (*a*) și cu inel de cîmp (*b*).

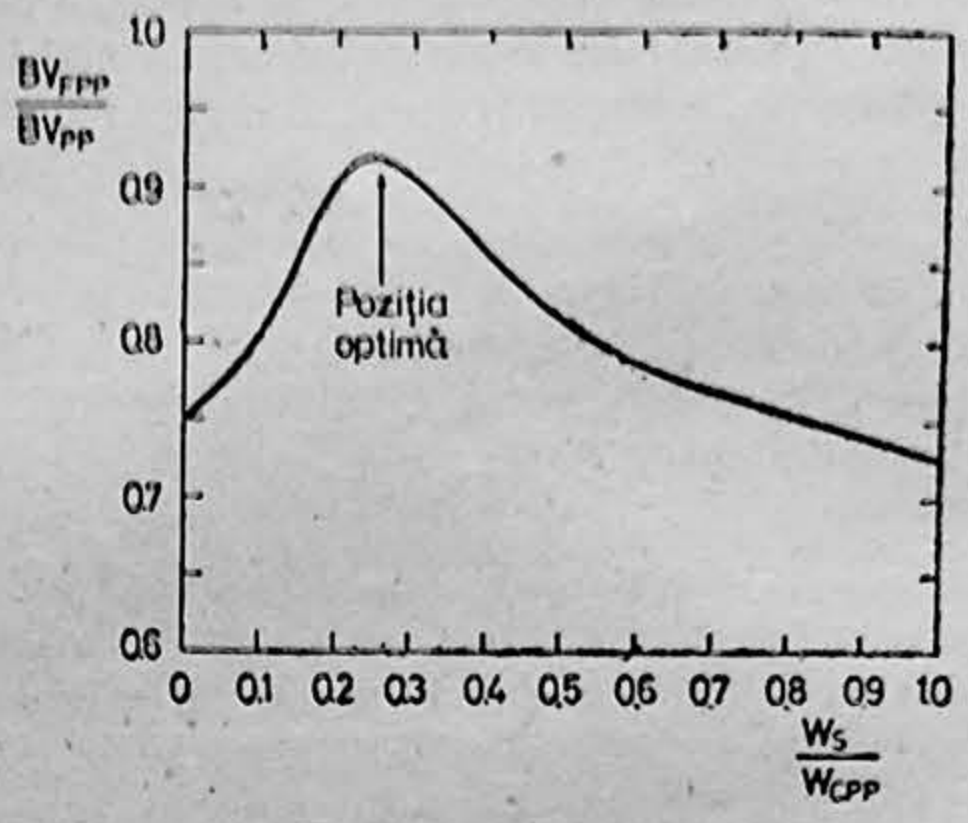


Fig. 3.63. Influența poziției inelului de cîmp W_S (față de joncțiunea principală) asupra tensiunii de străpungere BV_{FP} a unei structuri planare.

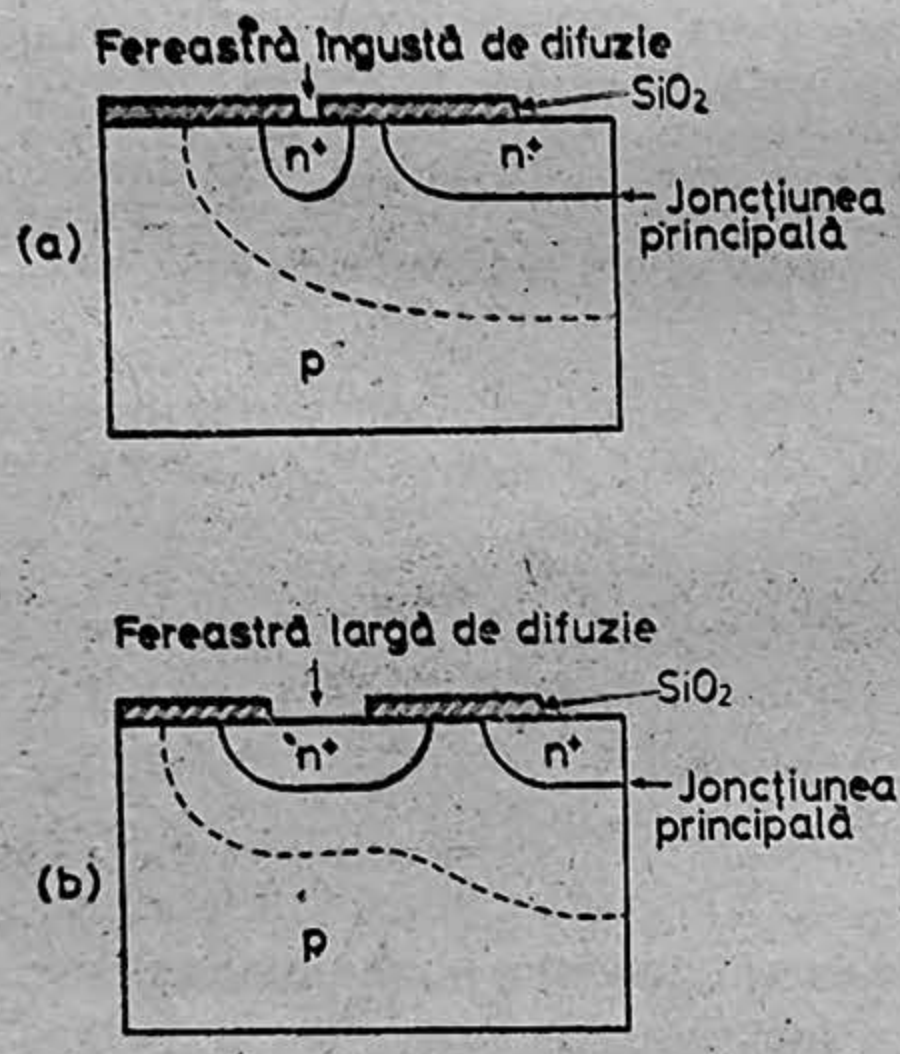


Fig. 3.64. Forma marginii zonei golite în substratul *p* al unei joncțiuni planare n^+p, polarizate în invers, în cazul realizării inelului de cîmp prin ferestre înguste (*a*) și largi (*b*) de difuzie.

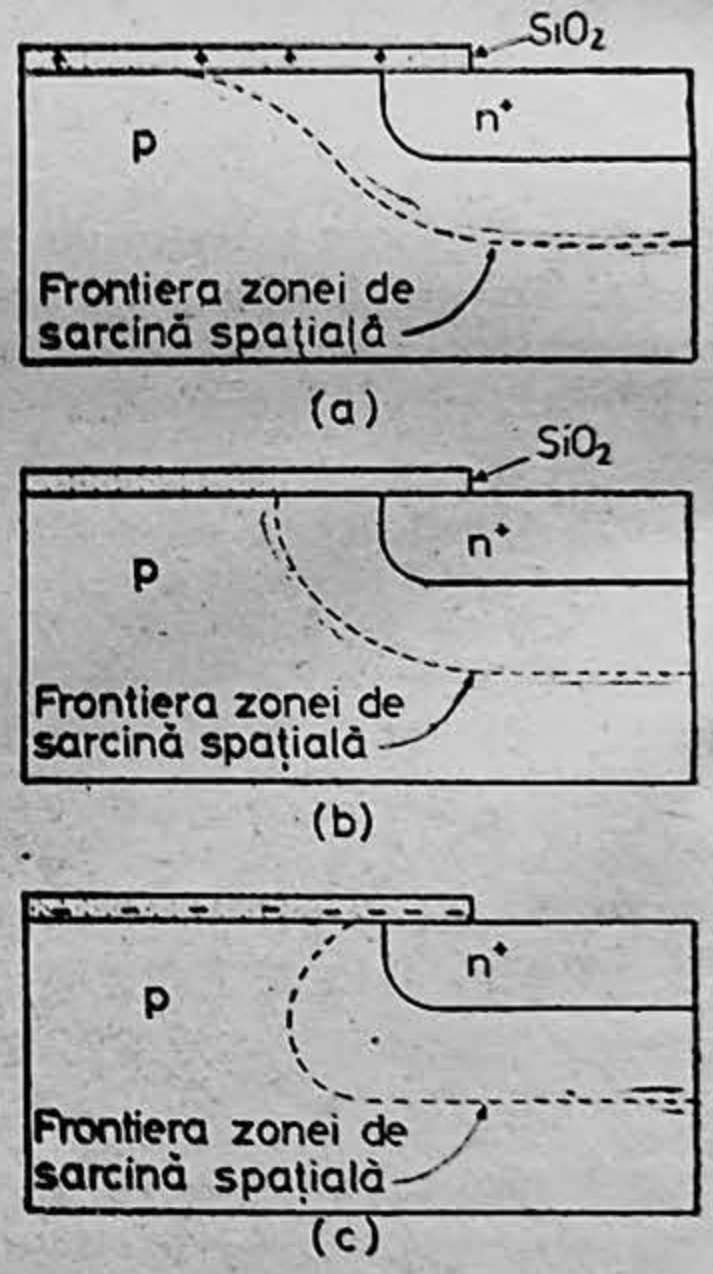


Fig. 3.65. Ilustrarea influenței sarcinii electrice fixe pozitive (*a*) și negative (*c*) din oxid asupra distribuției zonei de cîmp puternic la periferia joncțiunilor planare (în cazul (*b*) sarcina este nulă).

Plasarea optimală a inelului de cîmp este ilustrată în figura 3.63, în care tensiunea de străpungere BV_{ipp} este normalizată la valoarea BV_{pp} pentru cazul plan-paralele (vezi relația 3.64), iar spațierea W_s (vezi figura 3.62, *b*) este raportată la extinderea zonei golite W_{cpp} în stratul slab dopat la străpungere (vezi relația 3.63). **Spațierea optimală** este $W_{s(opt)} \simeq 0{,}25\ W_{cpp}$ [1] [13].

Locația optimală a inelului de cîmp permite sporirea tensiunii de străpungere a joncțiunilor planare de 1,3...2 ori [1] [13] [32]. Efectul benefic al inelului este mai accentuat în structuri planare superficiale, avînd o rază redusă de curbură r_j (vezi figura 3.60). În joncțiuni planare adînci, unde efectele de curbură sînt diminuate, influența inelului asupra tensiunii de străpungere rezultante este limitată [1] [13].

Dimensiunea ferestrei de difuzie W_f (vezi figura 3.62, *b*) determină lățimea inelului de cîmp. În cazul efectuării difuziei printr-o fereastră îngustă (figura 3.64, *a*), lățimea inelului este insuficientă pentru a influența forma marginii zonei golite din substrat. Un inel îngust, chiar optim situat, nu influențează marcant valoarea tensiunii de străpungere a structurii. Pentru a crește în mod eficient tensiunea de străpungere, lățimea inelului trebuie să fie comparabilă cu lățimea zonei golite din substrat (*p*). Difuzia inelului printr-o fereastră prea largă (figura 3.64, *b*) rezultă într-o lățime exagerată a joncțiunii auxiliare. Această variantă, care nu îmbunătățește capabilitatea în tensiune a structurii, are însă ca efect pierderea inutilă a ariei dispozitivului.

Prezența sarcinilor pozitive în oxid la o distanță de $\simeq 30$ Å de interfața acestuia cu siliciul [1] [9] [13] alterează distribuția efectivă a cîmpului electric în structuri planare, polarizate în invers. Acest aspect este reliefat în figura 3.65, *a*. Sarcinile pozitive fixe din oxid, avînd densitatea de $10^{10}...10^{12}$ cm^{-2}, suplimentează efectul impurităților donoare necompensate din stratul n^-. Stabilirea bilanțului (3.77) determină expansiunea accentuată a zonei golite în substrat (*p*), față de cazul sarcinii nule în oxid (vezi figura 3.65, *a* și *b*). Relaxarea cîmpului electric are ca rezultat creșterea tensiunii de străpungere. Sarcina negativă la interfața siliciu-oxid are un efect opus (vezi figura 3.65, *c*). Pentru joncțiuni p^+n, efectele sarcinilor din oxid sînt inverse față de cele din figura 3.65.

Utilizarea cîtorva inele de cîmp, realizate simultan cu joncțiunea principală, permite obținerea tensiunilor de străpungere apropiate ca valoare de cazul structurilor ideale (plan-paralele). Există două filozofii de realizare a inelelor multiple. Într-una dintre abordări, lățimea inelelor individuale și distanța dintre inelele adiacente scad pe măsura depărtării de joncțiunea principală (figura 3.66). Această configurație asigură îndepărtarea treptată a marginii zonei golite din substrat (*p*) de joncțiunea principală. Inelele mai depărtate de joncțiunea principală pot avea o lățime redusă tocmai fiindcă

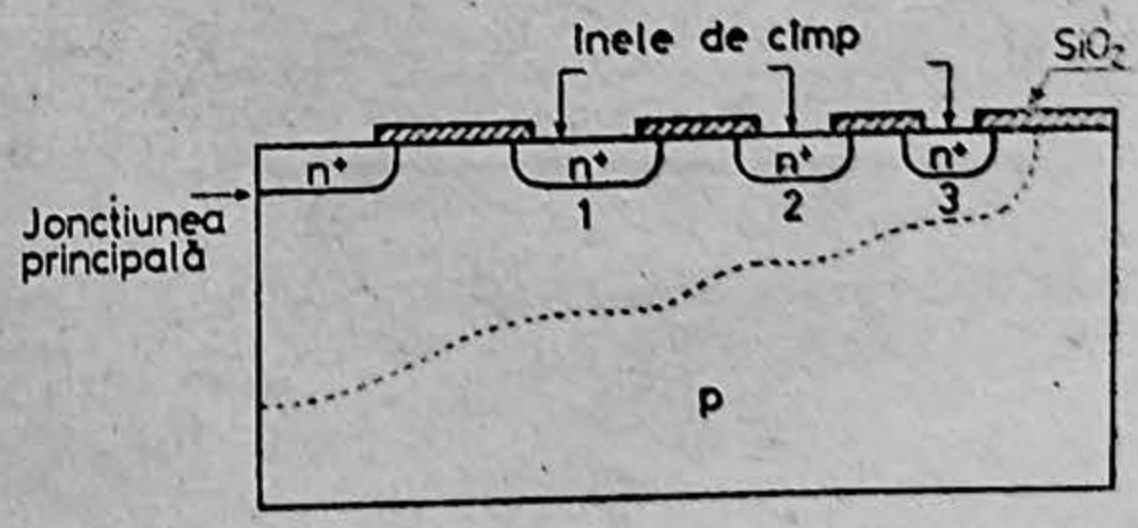


Fig. 3.66. Forma marginii golite din substratul *p* al unei joncțiuni planare n^+p, polarizate în invers, utilizînd trei inele de cîmp de lățime și spațiere descrescătoare în direcția periferiei structurii.

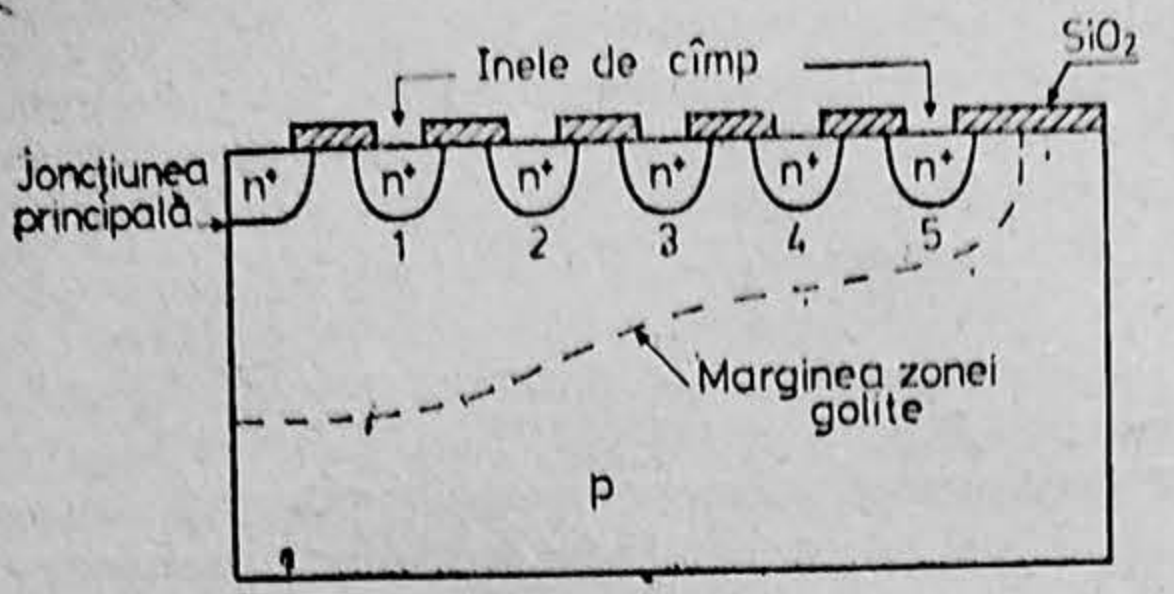


Fig. 3.67. Structură planară n^+p utilizînd cinci inele de cîmp echidistante de lățime egală. (Se indică forma marginii zonei golite din substratul p la polarizarea în invers a structurii).

adîncimea zonei golite sub ele scade treptat. O soluție tehnologică mai simplă constă în realizarea inelelor echidistante și de grosime egală (figura 3.67). În această variantă, lățimea inelelor și distanțele dintre ele sînt mai reduse decît în figura 3.66. Acomodarea unui număr relativ mare de inele permite obținerea unei reduceri gradate extrem de fine a extinderii zonei golite în substrat în direcția periferiei structurii. Tensiunea de străpungere a structurii (BV) se aproximează prin relația [1] [2]:

$$BV \simeq nBV_{PT} \tag{3.84}$$

unde: n este numărul de inele, iar BV_{PT} este tensiunea de pătrundere dintre două inele adiacente (vezi relația 3.81).

Utilizarea inelelor multiple are ca rezultat reducerea ariei utile a dispozitivelor. Din acest motiv, în tiristoare *GTO* planare se folosesc, de regulă, cel mult trei inele de cîmp [33]. Configurația unui asemenea dispozitiv este prezentată în figura 3.68. Suprafața structurii este pasivată cu un strat de oxid (SiO_2). *Inelele de cîmp sînt frecvent utilizate în conjuncție cu electrozi echipotențiali de cîmp* [1] [13].

Principiul utilizării **electrozilor de cîmp** în scopul creșterii tensiunii de străpungere a structurilor planare este ilustrat în figura 3.69 pentru o joncțiune p^+n. Electrodul metalic de cîmp formează împreună cu stratul de oxid (SiO_2) și suprafața structurii p^+n o structură *m*etal-*o*xid-*s*emiconductor (*MOS*). Prin intermediul polarizării (V_B) electrodului metalic se controlează forma și extinderea marginii zonei golite din stratul slab dopat (n) la polari-

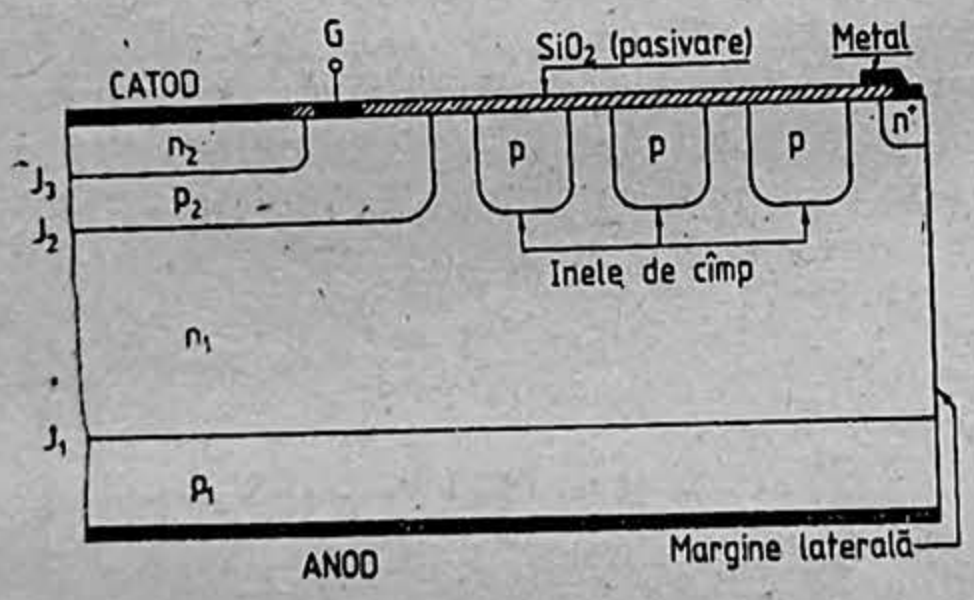


Fig. 3.68. Structura unui tiristor *GTO* planar utilizînd trei inele de cîmp și pasivarea cu oxid (SiO_2).

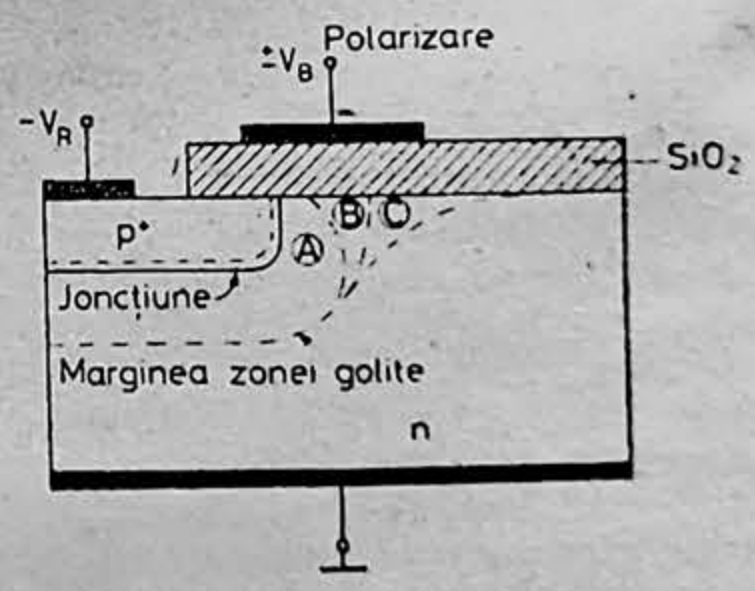


Fig. 3.69. Formele marginii zonei golite din substratul n la polarizarea în invers a unei joncțiuni planare p^+n cu electrod de cîmp (Cazul A: $V_B > 0$; Cazul B: $V_B = 0$; Cazul C: $V_B < 0$).

zarea în invers (V_R) a structurii p^+n. Atunci cînd tensiunea pe electrodul metalic este nulă ($V_R = 0$), marginile zonelor golite ale structurii p^+n, polarizate în invers, urmăresc conturul joncțiunii metalurgice. În acest caz, conturul marginii zonei golite din stratul n are forma **B** (figura 3.69). Pozitivarea electrodului metalic cu tensiunea $+V_R$ (în raport cu substratul n) determină acumularea electronilor la *interfața siliciu-oxid*. Ca urmare a compensării parțiale a ionilor donori din zona golită a stratului n de către electronii menționați, regiunea golită din substrat (cazul **A**) își micșorează extinderea laterală (față de cazul precedent **B**). Aceasta are ca efect diminuarea tensiunii de străpungere a joncțiunii. Negativarea electrodului metalic ($-V_R$) determină o acumulare de goluri la interfața dintre siliciu și oxid, care se adaugă la sarcina pozitivă a donorilor necompensați. Ca urmare, se produce o extindere a marginii zonei golite din substrat, ceea ce are ca rezultat creșterea tensiunii de străpungere a joncțiunii p^+n. Tensiunea maximă de blocare în invers a joncțiunilor planare crește liniar cu tensiunea de polarizare ($-V_R$) și se apropie de cazul ideal (plan-paralel) [1] [13].

În structuri practice, polarizarea electrodului de cîmp se efectuează prin extinderea metalizării stratului difuzat (p^+) peste stratul de oxid (figura 3.70). La polarizarea în invers a structurii p^+n, potențialul negativ al electrodului de cîmp determină expansiunea marginii golite din stratul slab dopat (n) de-a lungul *interfeței siliciu* — SiO_2. Relaxarea zonei de cîmp are ca efect creșterea tensiunii de străpungere a structurii. În această configurație, un maxim local al cîmpului electric se obține în punctul **B** din interiorul zonei golite în stratul n. Prevenirea străpungerii la periferia electrodului metalic se obține prin utilizarea unui raport $X_d/X_{ox} < 12$, unde X_d este extinderea zonei golite, iar X_{ox} este grosimea oxidului. Creșterea grosimii oxidului X_{ox} are însă ca efect diminuarea influenței potențialului aplicat pe electrodul de cîmp asupra tensiunii efective de străpungere. În consecință, la grosimi relativ mari ale oxidului, structura se comportă ca o joncțiune planară fără electrod de cîmp, străpungerea producîndu-se în punctul **A** (figura 3.70).

În configurații planare practice, electrodul de cîmp se utilizează în conjuncție cu inele de cîmp (figura 3.71). Electrodul este atașat ultimului inel de cîmp și se extinde dincolo de marginea acestuia. Plasarea electrodului de

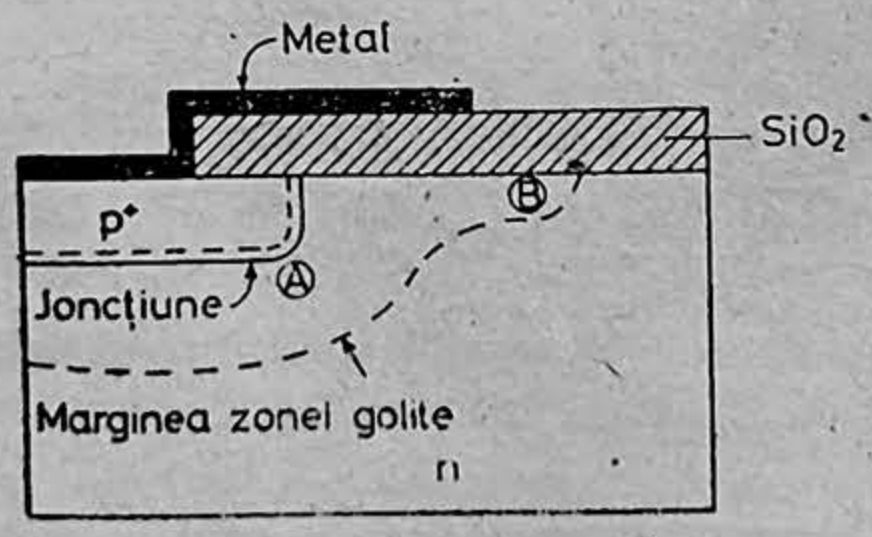


Fig. 3.70. Joncțiunea planară p^+n cu electrod echipotențial de cîmp, format prin extinderea metalizării stratului difuzat peste stratul de oxid (SiO_2) de la marginea structurii. (Este indicată forma marginii zonei golite la polarizarea în invers a structurii).

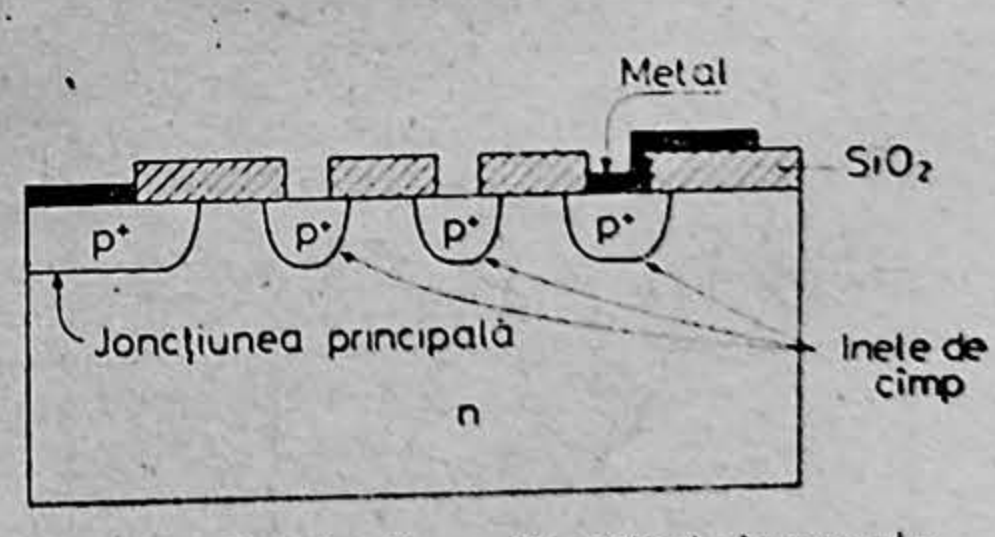


Fig. 3.71. Terminația unei joncțiuni planare p^+n utilizînd trei inele de cîmp și un electrod echipotențial de cîmp.

cîmp între joncțiunea principală și inelele de cîmp sau între două inele adiacente conduce la un transfer de potențial între zonele menționate, ceea ce altereză substanțial capacitatea inelelor flotante de a mări capabilitatea în tensiune a structurilor planare [1] [13].

3.5.4.3. **Contururi corodate**

Îndepărtarea selectivă prin corodare a siliciului de pe suprafețele joncțiunilor plan-paralele și planare care ca efect creșterea tensiunii de străpungere a acestora. Structurile *pn* rezultante (figura 3.72) poartă denumirea de „contururi corodate" („*etched contours*") [1] [2] [13] [34].

În fabricația curentă a tiristoarelor se utilizează corodarea chimică în soluție de acizi (acetic, azotic și fluorhidric). În prezent cîștigă teren tehnicile de „*corodare uscată*" („*dry ecthing*") cum este *corodarea în plasmă*, care asigură un control mai precis al adîncimii și uniformității corodării.

Corodarea selectivă se realizează utilizînd ca materiale de mascare fotorezistul sau chiar metalizarea de aluminiu. În tiristoare *GTO* se utilizează corodarea selectivă a zonei poartă-catod (vezi figurile 3.2 și 4.3, § 3.3.3). Scopul principal al acestei corodări o constituie creșterea tensiunii de străpungere poartă-catod BV_{GK} (vezi figura 3.6). Principiul corodării suprafeței bazei p_2, puternic dopată cu impurități acceptoare, este ilustrat în figura 3.73. Această corodare se efectuează după metalizare, deci nu necesită o mască specială.

Metoda corodării este aplicată și în scopul conturării unghiurilor pozitive și negative (vezi figura 3.48). Structuri p^+n plan-paralele și planare corodate sub unghiuri pozitive sînt prezentate în figura 3.74. În ambele cazuri, unghiul pozitiv efectiv se obține prin îndepărtarea selectivă a siliciului din stratul relativ slab dopat al joncțiunii (n). Ca urmare, la polarizarea în invers, îndeplinirea condiției (3.77) determină o extindere (relaxare) pronunțată a marginii zonei golite din stratul n în proximitatea suprafeței. Această relaxare reduce substanțial valoarea maximă a cîmpului la suprafață, fenomen însoțit de creșterea tensiunii de străpungere. În cazul contururilor corodate sub unghiuri negative (figura 3.75), îndepărtarea siliciului se efectuează pe partea puternic dopată a joncțiunilor. Îndeplinirea condiției (3.77) la polarizarea în invers determină expansiunea marcantă a marginii zonei golite din stratul puternic

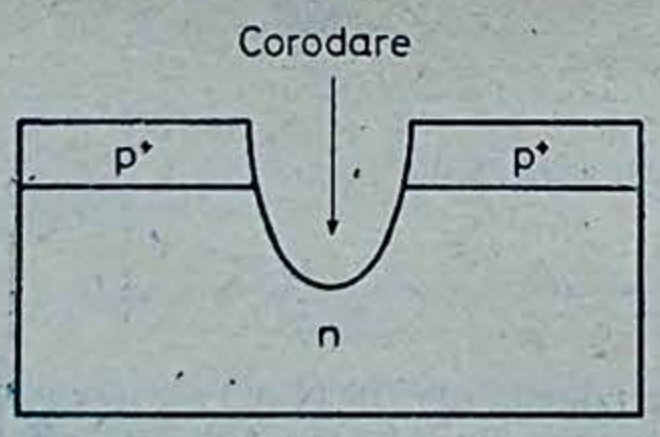


Fig. 3.72. Ilustrarea principiului corodării selective a unei joncțiuni p^+n.

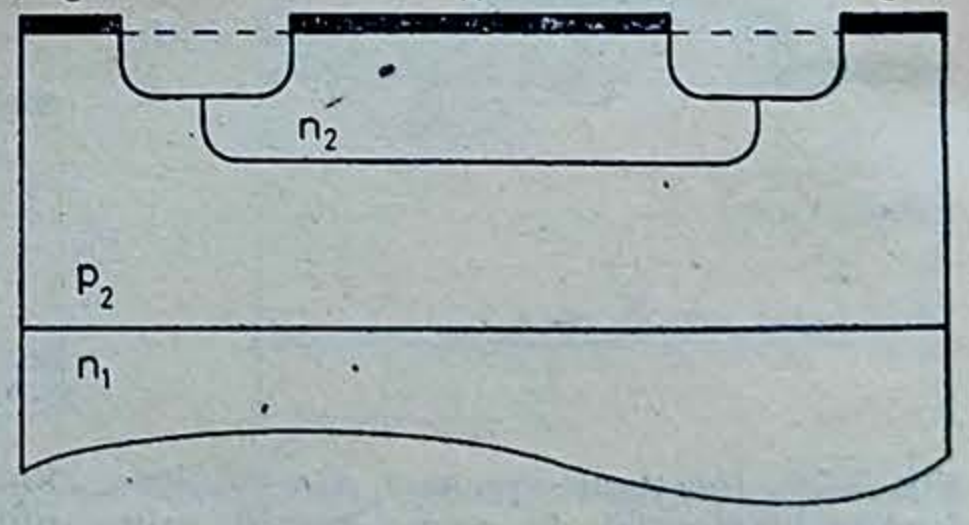


Fig. 3.73. Principiul corodării zonei poartă-catod a tiristoarelor *GTO* în scopul sporirii tensiunii de străpungere BV_{GK} a zonei menționate (vezi figura 3.6).

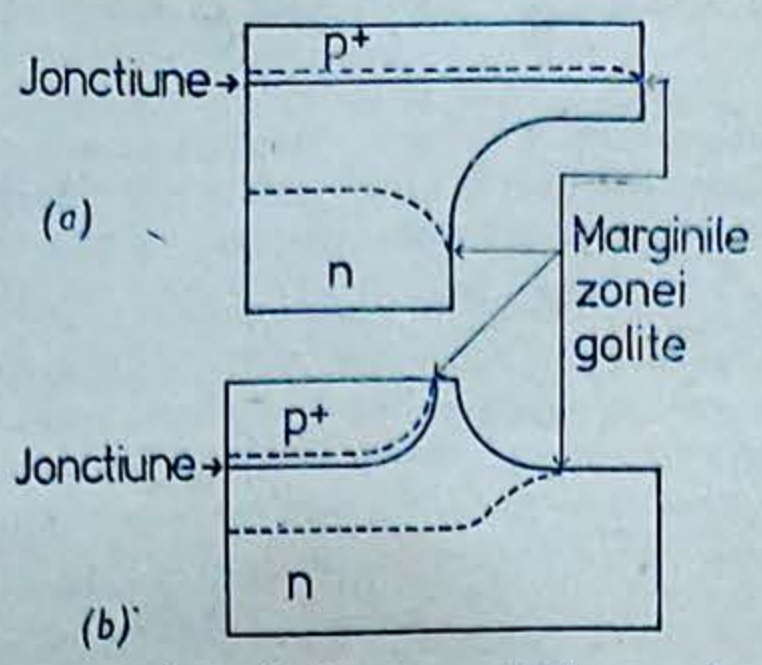


Fig. 3.74. Extinderea marginilor zonei de sarcină spațială la polarizarea în invers a joncțiunilor p^+n plan-paralele (*a*) și planare (*b*), corodate sub unghiuri pozitive.

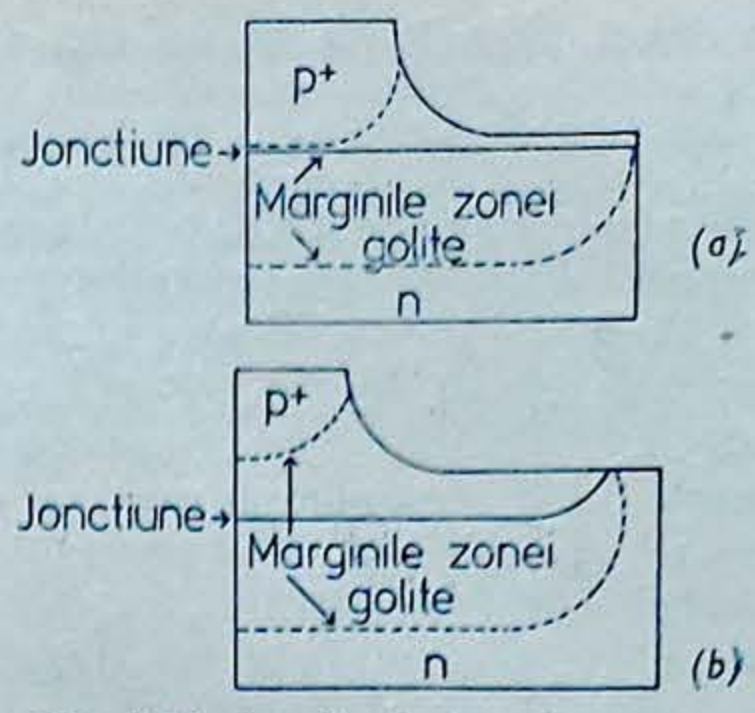


Fig. 3.75. Joncțiuni p^+n plan-paralele (*a*) și planare (*b*), corodate sub unghiuri negative și polarizate în invers.

dopat, ceea ce are ca efect relaxarea cîmpului electric în zona de suprafață. Proiectarea adecvată a contururilor corodate sub unghiuri pozitive/negative permite obținerea tensiunilor de străpungere cu valori de pînă la 90% din cazul „*ideal*" („*plan-paralel*") [34].

3.5.4.4. **Extinderea terminației joncțiunii**

În cazul contururilor corodate, creșterea tensiunii de străpungere a joncțiunilor se obține prin îndepărtarea selectivă a siliciului dintr-unul din straturile structurii. Un rezultat similar se obține printr-un proces complementar, adică prin adăugarea sarcinilor electrice, precis dozate, la suprafața joncțiunilor *pn*. Această abordare poartă denumirea de **„extinderea terminației joncțiunii** *(junction termination extension")* [35] și se efectuează în prezent prin tehnica implantării ionice.

Aplicarea acestei tehnici pentru joncțiunile plan-paralele și planare p^+n este ilustrată în figura 3.76. În ambele cazuri s-a utilizat implantarea de ioni acceptori (de tip *p*). Doza optimă de implantare este de $\sim 10^{11}...10^{12}$ sarcini/cm^2. Se observă că la polarizarea în invers a celor două structuri, prezența stratului implantat *p* determină o extensie suplimentară a marginilor zonei golite din cele două straturi, ceea ce are ca efect relaxarea cîmpului electric în zona de suprafață. Prin dozarea optimală a sarcinii implantate, capabilitatea maximă în tensiune a structurilor din figura 3.76 atinge 95%

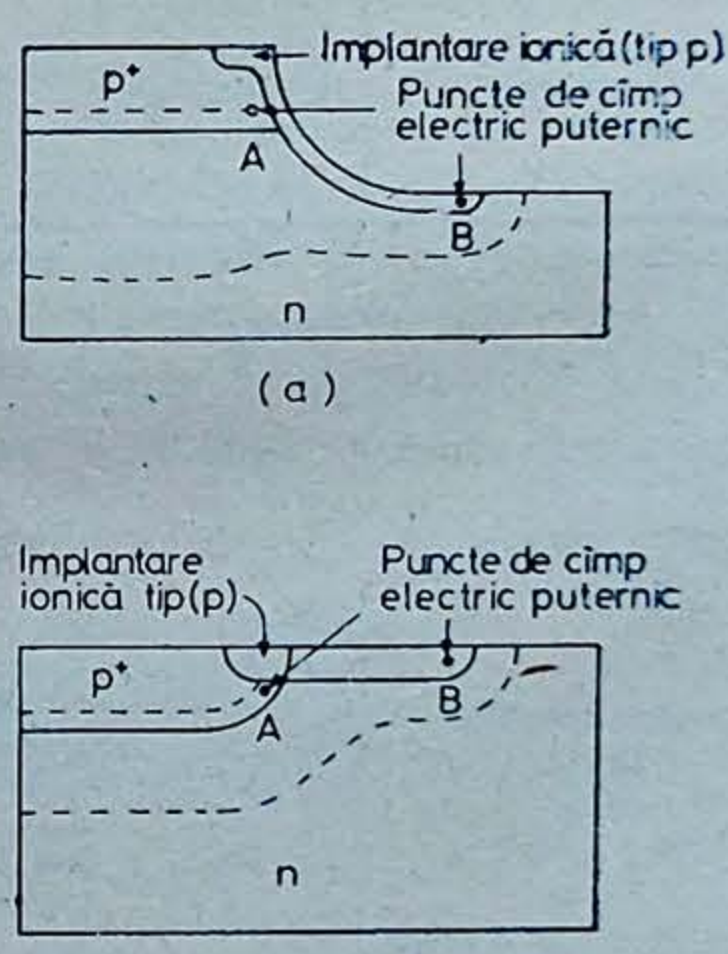


Fig. 3.76. Principiul extinderii joncțiunii prin implantare ionică, aplicat structurilor plan-paralele (*a*) și planare (*b*).

din cazul „*ideal*“ (*plan-paralel*). Doza optimală de sarcină este [13] [34] [35] :

$$Q \simeq (60...80\%)\varepsilon_s \cdot \varepsilon_o \cdot E_m \ [C/cm^2] \qquad (3.85)$$

unde : ε_s este permitivitatea dielectrică a siliciului (11,7), E_m este valoarea cîmpului critic la străpungerea joncțiunii plan-paralele (relația 3,65).

Dacă doza de sarcină implantată este insuficientă, efectul prezenței ei asupra tensiunii de străpungere este practic nul. În acest caz, structurile se străpung datorită existenței maximului local al cîmpului electric în punctul **A** (figura 3.76), comportîndu-se ca joncțiuni „*ne-extinse*“. O doză implantată excesiv de ridicată conduce la translația joncțiunii metalurgice pînă în punctul **B**. Întrucît adîncimea, deci și raza de curbură a structurii implantate sînt reduse, joncțiunile se vor străpunge în acest caz în punctul **B** (figura 3.76), care prezintă un maxim local al cîmpului electric.

Procesele curente de pasivare determină inducerea pe suprafață a sarcinilor electrice cu densitatea tipică de $10^{11}...10^{12}$ cm^{-2} (practic egală cu doza optimă de implantare), ceea ce afectează profund distribuțiile rezultante ale cîmpului electric. Ca urmare, pasivarea acestor structuri constituie o problemă critică [13] [34] [35].

3.5.4.5. Comparație a terminațiilor

Comparația performanțelor terminațiilor în privința tensiunilor de străpungere este efectuată în tabelul 3.5. Pentru tiristoare *GTO* de curenți și tensiuni mari se utilizează cu precădere *combinația unghi pozitiv-unghi negativ*. Tiristoarele *GTO* planare utilizează în principal terminația cu inele de cîmp. Contururile corodate și metoda extensiei joncțiunii se utilizează pentru structuri *bipolar-MOS* (vezi § 5.4).

Tabelul 3.5. **Terminații pentru joncțiuni de tensiuni înalte**

Terminația	Valoarea tipică a tensiunii de străpungere (%)*	Diametrul tipic al dispozitivelor	Aplicații	Observații
Unghi pozitiv	100	Peste 1 inch (> 25 mm)	Tiristoare, diode	Un singur dispozitiv pe plachetă
Unghi negativ	90	Peste 1 inch (> 25 mm)	Tiristoare	„
Unghi dublu-pozitiv	100	Peste 1 inch (> 25 mm)	„	„
Contur corodat pozitiv	90	Orice dimensiune	Tiristoare, tranzistoare bipolare și MOS	Utilizat pentru un număr mai mare de dispozitive pe o plachetă
Contur corodat negativ	80	„	„	„
Planară cu inel de cimp	80	Sub un inch (< 25 mm)	„	„
Planară cu electrod de cimp	80	„	„	„
Extensia terminației joncțiunii	95	Orice dimensiune	„	Sensibilă la pasivare. Curenți reziduali de valori mari

* În procente față de cazul „ideal“ (plan-paralel)

3.5.5. Pasivarea suprafețelor

Pasivarea suprafețelor laterale determină abilitatea tiristoarelor (în starea *OFF*) de a suporta valori ridicate ale cîmpurilor electrice interne. Procesele de pasivare se efectuează, de regulă, după etapa de metalizare, adică după încheierea procesărilor la temperaturi înalte. Sarcina electrică indusă de pasivant influențează marcant distribuția efectivă a cîmpului electric în tiristoare blocate în invers/direct [1] [2] [13].

Metoda uzuală de pasivare a suprafețelor laterale conturate prin tehnici mecanice se bazează pe utilizarea polimerilor organici (rășini siliconice, straturi organice impregnate cu cauciuc etc., vezi figura 3.1). Procesul comportă următoarele secvențe : 1) corodarea suprafețelor laterale în soluție de acizi în scopul îndepărtării defectelor induse de prelucrările mecanice ; 2) depunerea pasivantului în formă lichidă ; 3) tratament termic în atmosferă de azot la 250°C. Încapsularea ermetică a structurilor finite asigură stabilitatea parametrilor pasivantului pe termen lung (vezi § 3.6) [1] [2] [13].

Oxidul (SiO_2) este utilizat pentru pasivarea suprafețelor în structuri planare (vezi figura 3.68), precum și a joncțiunii poartă-catod a dispozitivelor *GTO*. Oxidarea se efectuează tipic la ~ 800°C. Ca pasivant se utilizează și sticla în amestec cu zinc, alumină și pentaoxid de tantal (Ta_2O_5) [1] [2] [13].

Metoda de pasivare care cîștigă teren utilizează straturile semiizolante de siliciu policristalin (**SIPOS** = **S**emi-**i**nsulating **p**olicrystalline **si**licon) [2] [13]. „*Sandwich*"-ul de pasivare (figura 3.77) este format dintr-un strat de siliciu policristalin (*SIPOS*) dopat cu oxigen (O_2), avînd o rezistivitate extrem de ridicată ($10^7 \ldots 10^{11}$ ohm·cm), un al doilea strat *SIPOS*, dopat cu azot (N_2), care constituie o barieră efectivă pentru contaminările ionice și un strat protector de oxid (SiO_2), cu rezistivitatea tipică de 10^{14} ohm·cm. Pasivarea *SIPOS* are și un efect similar cu cel al electrozilor de cîmp. Astfel, la polarizarea în invers a joncțiunii p^+n din figura 3.77, tensiunea negativă este transmisă stratului *SIPOS*. Curentul ohmic care se stabilește prin stratul semi-izolant negativează pelicula *SIPOS*. Potențialul rezultant al stratului *SIPOS* are un efect similar cu cel din figura 3.69, contribuind la relaxarea cîmpului electric în proximitatea suprafeței pasivate. Efectul de „*electrod echipotențial*" se accentuează pe măsura scăderii rezistivității stratului *SIPOS* parcurs de curentul ohmic [1] [2] [10]][13].

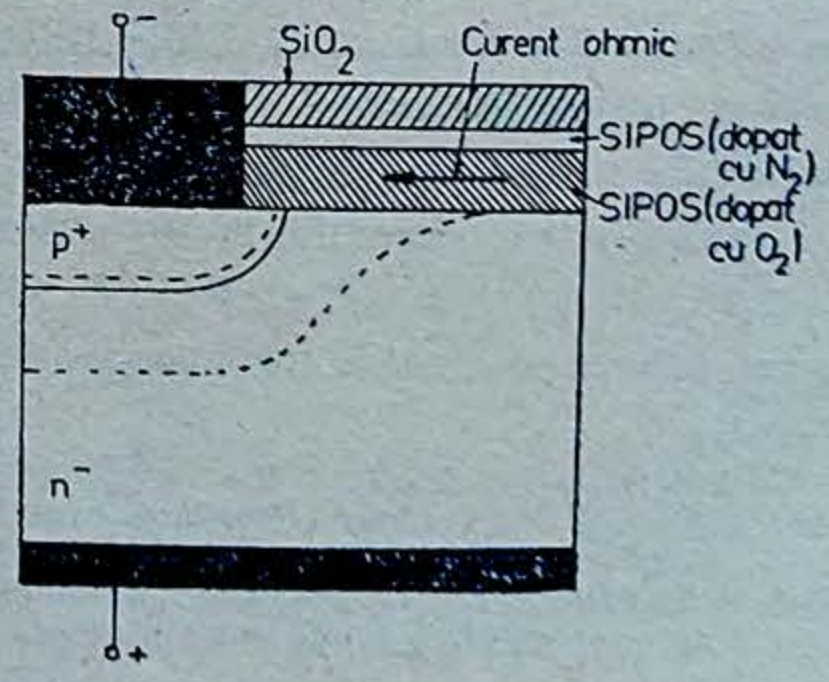


Fig. 3.77. Ilustrarea fenomenelor la polarizarea în invers a unei joncțiuni p^+n, pasivate cu siliciu policristalin (*SIPOS*).

3.6. CONTACTAREA ȘI ÎNCAPSULAREA

Structurile *pnpn* finite sînt prevăzute cu electrozi metalici (anod **A**, catod **K**, poartă **G**) și încapsulate. Terminalele tiristoarelor servesc unui scop dublu : asigură conducția curentului electric și evacuarea înspre exterior a căldurii degajate în structura *pnpn* în cursul funcționării dispozitivelor. În consecință, contactele metalice ale tiristoarelor trebuie să fie bune conductoare electrice și termice, ceea ce implică valori reduse ale rezistențelor electrice și termice R_{th} (vezi § 1.5.5). Fiabilitatea în funcționare a dispozitivelor este condiționată de robustețea contactelor, inclusiv de capacitatea acestora de a fi rezistente în timp la efectele induse de excursiile mari de temperatură la care sînt supuse tiristoarele [1] [2] [11] [13].

Procesele de metalizare ale structurii *pnpn* (vezi § 3.3.3.5) conduc la formarea *contactelor ohmice**. Diminuarea rezistenței de contact R_c a joncțiunii metal-semiconductor se obține prin : 1) utilizarea metalelor avînd o înălțime redusă a barierei *Schottky* (nichel, aur, aluminiu, etc.) ; 2) doparea puternică cu impurități a siliciului aflat la interfața cu metalul. Valorile scăzute ale rezistenței de contact R_c au ca efect reducerea pierderilor ohmice pe tiristoare ($\sim I^2R_c$) induse de curenți (I), în special în starea de conducție directă a dispozitivelor.

Principalele tehnici de realizare a contactelor ohmice în tiristoare sînt următoarele [1] [2] [13] : 1) Depunerea directă a metalului pe un strat de siliciu puternic dopat (cazul metalizării emitorului de catod n_2) ; 2) Realizarea difuziilor de tip p și n în mod deliberat astfel, încît concentrațiile de suprafață C_{SP}/C_{SN} (vezi figura 3.7) să aibă valori ridicate ; 3) Implementarea contactelor aliate (de exemplu, „*plusarea*“ stratului de anod p_1 cu aluminiu, vezi figura 1.32) sau utilizarea aurului în contact cu straturi de siliciu n ; 4) Sinterizarea, proces în cadrul căruia contactul metal-semiconductor este încălzit la o temperatură cu puțin inferioară temperaturii de aliere, ceea ce micșorează eficient înălțimea barierei *Schottky*.

Alegerea unui anumit tip de contact ohmic este corelată cu tehnica de montare în capsulă a structurii *pnpn*. Tehnicile principale de contactare a tiristoarelor în procesul asamblării sînt ilustrate în figura 3.78.

În tiristoare de medie putere, atașarea electrozilor se realizează prin sudare ultrasonică (figura 3.78, *a*). Firele de legătură, avînd diametre tipice sub 0,3 mm, sînt din același metal ca cel utilizat în realizarea contactelor ohmice (de regulă, aur). Această tehnică se utilizează doar pentru dispozitive de curenți reduși (cu valori medii nominale de pînă la $I_{T(AV)} = 15$ A), întrucît : *a*) datorită diametrului redus, rezistența electrică a firelor este relativ mare ; *b*) firele menționate au o contribuție redusă la evacuarea căldurii generate în structura *pnpn* în cursul funcționării tiristoarelor. Capsula tipică pentru structuri de medie putere este *TO-220* (vezi figura 4.35).

Capabilitatea superioară în putere este asociată rezistențelor termice $R_{th\ j-c}$ de valori scăzute (vezi § 1.5.5). Ca urmare, asamblarea tiristoarelor *GTO* de mare putere se efectuează în capsule asigurînd răcirea structurii pe ambele

---

* Un metal depus pe suprafața siliciului formează o barieră *Schottky*. Contactul metal-semiconductor poate fi : *a*) *redresor* (*Schottky*), atunci cînd siliciul este relativ slab dopat cu impurități ; *b*) *neredresor* (*ohmic*), atunci cînd metalul se află în contact cu siliciul puternic dopat. Contactele metalice atașate structurii *pnpn* sînt ohmice, avînd rezistențe electrice reduse. Înălțimea barierei *Schottky* a metalelor utilizate este de 0,4 eV...0,9 eV.

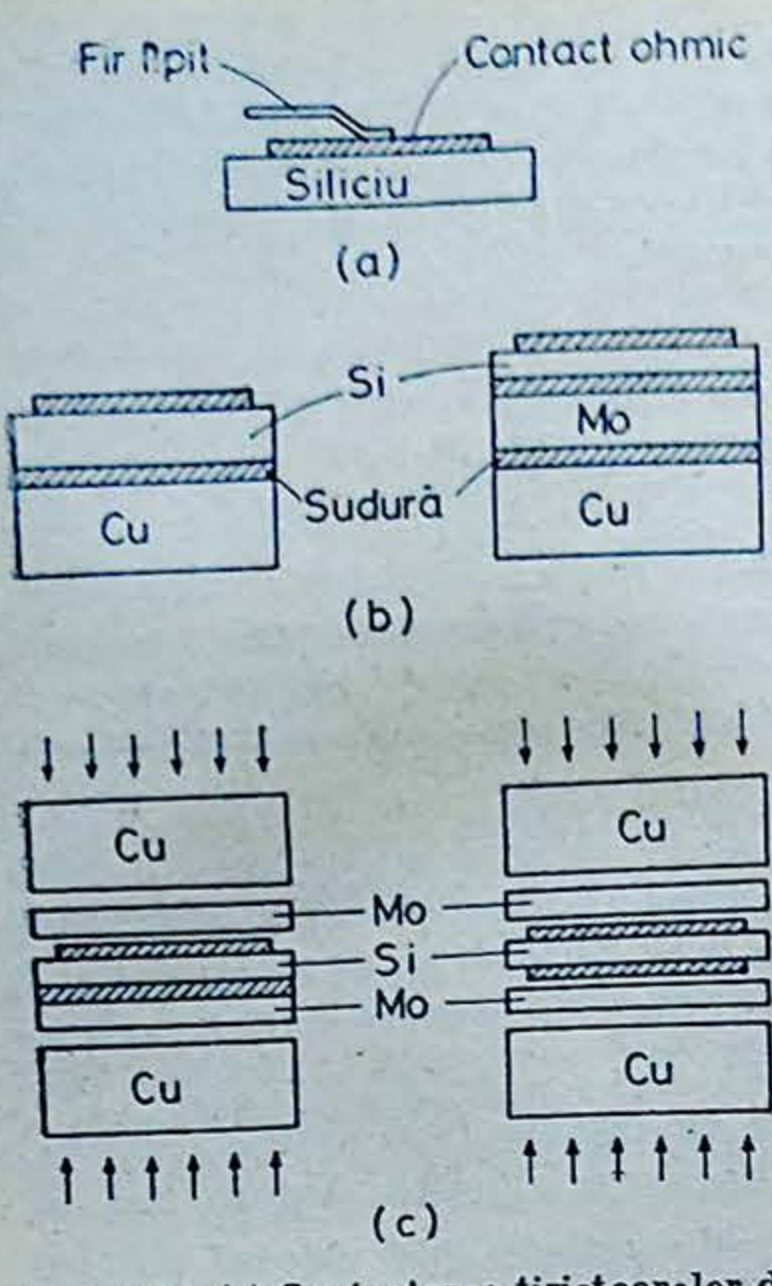


Fig. 3.78. (*a*) Contactarea tiristoarelor de medie putere; (*b*) contacte sudate; (*c*) contacte presate.

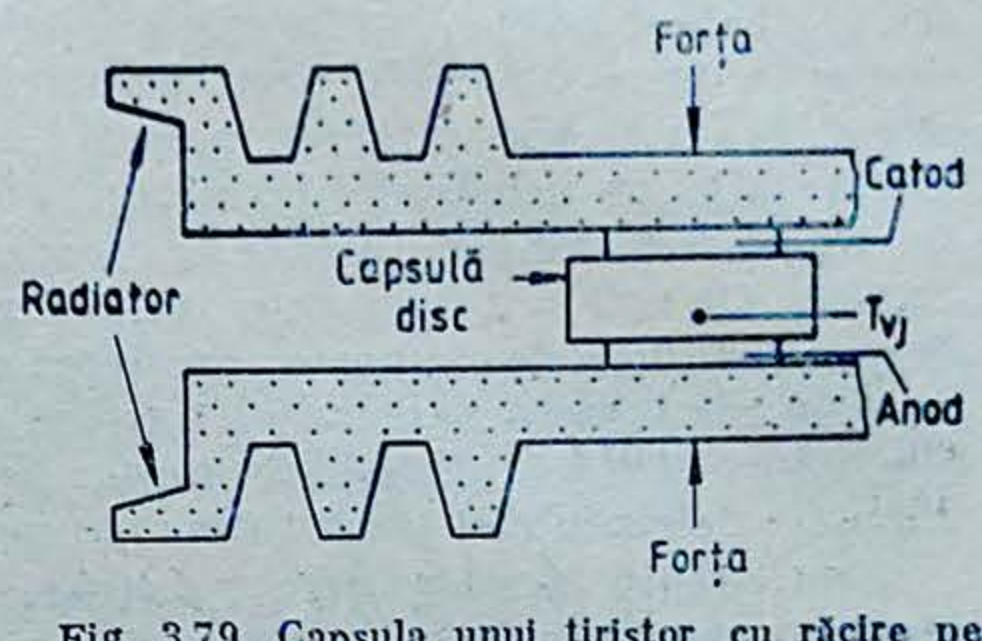


Fig. 3.79. Capsula unui tiristor cu răcire pe ambele fețe.

fețe (figura 3.79). Asamblarea unui asemenea dispozitiv se realizează prin contacte presate cu o forță tipică de ~ 150 kg/cm^2 (figura 3.78, *c*). Materialele utilizate (molibden *Mo*, cupru *Cu*, wolfram *W* etc. vezi tabelul 3.6) posedă o bună conductivitate termică *K* (rezistivitate termică $\rho_{th} = 1/K$ redusă). Utilizarea molibdenului în contact intim cu siliciul se bazează pe faptul că ambele materiale au valori apropiate ale coeficientului de dilatare termică

Tabelul 3.6. **Parametrii termici și electrici principali ai materialelor utilizate în mod curent în capsulele tiristoarelor de putere**

Material	Coeficient de dilatare termică liniară* $\Delta l/l$ (10^{-6}/°C)	Rezistivitate termică* (°C·cm/W)	Căldura specifică* (J/g·°C)	Rezistivitatea electrică de volum* (Ω·cm × $\times 10^{-6}$)	Temperatura de topire (°C)	Temperatura eutectică (în contact cu siliciul) (°C)
Si	2,4	0,69	0,7	—	1 412	—
Mo	5,0	0,66	0,27	5,2	2 617	~1 410
W	4,5	0,6	0,13	5,9	3 410	1 400
Cu	16,5	0,26	0,38	1,72	1 083	802
Ag	19,6	0,24	0,24	1,59	961	840
Al	24,0	0,45	0,9	2,7	660	577
Au	14,2	0,33	0,13	2,35	1 063	370
Fe	11,8	1,24	0,44	9,7	1 537	~1 200
Ni	13,3	1,1	0,44	7,0	1 453	964
Pt	8,9	1,45	0,13	10,6	1 772	830
Ti	8,4	6,4	0,52	42,0	1 660	1 330

* La T = 300 K

liniară (vezi tabelul 3.6), ceea ce previne deteriorarea mecanică (fisurarea) plachetei de siliciu în timpul operării frecvente a tiristoarelor la excursii mari de temperatură. Utilizarea wolframului (*W*) în locul molibdenului (*Mo*) este justificată atît de rezistivitatea sa termică mai scăzută, cît și de valoarea mai apropiată a coeficientului său de dilatare termică de cea a siliciului (vezi tabelul 3.6)*.

Căldura (energia) degajată în placheta de siliciu (*Si*) în timpul funcționării tiristoarelor cu contacte dublu presate (figura 3.78, *c*) este evacuată prin *conducție termică* **simultan** spre anod și catod (figura 1.59, *b*), ceea ce micșorează rezistența termică *efectivă* siliciu-ambiant $R_{th\ j-a}$. Schema echivalentă simplificată din figura 1.59, *b*, care indică cele două căi de evacuare a căldurii din placheta de siliciu, nu înglobează însă „*interfețele uscate*" („*dry interfaces*"), existente între diferitele părți constitutive ale capsulei (între *Mo*, și *Cu*, *Mo* și *Si* etc.). Aceste interfețe uscate, prezentînd valori relativ mari și greu predictibile ale rezistenței termice R_{th}, constituie bariere adiționale în calea de evacuare a căldurii disipate în cursul funcționării dispozitivelor. O metodă de reducere a valorii rezistenței termice prezentate de interfețele uscate constă în sporirea forței de strîngere. Creșterea capabilității în putere a tiristoarelor — prin micșorarea rezistenței termice *efective* $R_{th\ j-a}$ — se realizează prin *eliminarea totală a interfețelor uscate*. Aceasta se obține prin sudarea/alierea între ele a elementelor constitutive ale ansamblului unui tiristor (figura 3.78, *b*).

Rezistența termică $R_{th\ j-c}$ a tiristoarelor de putere este inerent scăzută (vezi relația 1.80). Valorile tipice ale rezistențelor termice pentru dispozitive de arii (curenți) mari, utilizînd radiatoare (*heatsink*), sînt ilustrate în tabelul 3.7. Se observă că pînă la diametre ale plachetei de 2 inch (~ 50 mm),

Tabelul 3.7. **Valorile tipice ale componentelor rezistenței termice** *joncțiune-ambiant* **pentru tiristoare de putere în funcție de diametrul nominal al plachetei de siliciu**

Rezistența termică R_{th} (°C/W)	Diametrul nominal (mm)			
	33	50	75	100
Joncțiune — capsulă $R_{th\ j-c}$ (Siliciu) — (radiator)	0,08	0,04	0,02	0,01
Radiator — ambiant $R_{th\ hs-a}$	0,035	0,03	0,03	0,025

rolul dominant în rezistența totală R_{th} îl are rezistența termică joncțiune-capsulă (radiator) $R_{th\ j-c}$, în timp ce în cazul plachetelor cu diametre de 50...100 mm (2...4 inch) ponderea dominantă o capătă rezistența termică radiator (*hs*) -ambiant $R_{th\ hs-a}$ [1].

BIBLIOGRAFIE SELECTIVĂ

1. *S. K. Ghanghi*, **Semiconductor Power Devices**, Wiley, New York, 1977.
2. *P. D. Taylor*, **Thyristor Design and Realization**, Wiley, New York, 1987.
3. *M. Azuma, A. Nakagawa, K. Takigami*, „**High power gate turn-off thyristors**", *Jap. J. App. Phys.*, **vol. 17-1**, pp. 275—281, 1978.

* Rezistivitățile termice/electrice cresc odată cu creșterea temperaturii.

4. *M. Kurata, M. Azuma, H. Ohashi, K. Takigami, A. Nagakawa, K. Kishi,* „**Gate turn-off thyristors**", in : *Semiconductor Devices for Power Conditioning*, Plenum Press, New York 1982, pp. 91—119.

5. *A. Silard,* „**New developments in the area of gate turn-off thyristors**", in : (Invited) *Proc. 4-th Brazilian Workshop Microelectronics*, PROMOCET (Campinas — Sao Paolo), pp. 371—378, 1983.

6. *A. Silard, S. Rusu,* „**Development of a double-interdigitated GTO thyristor : I — Basic structure and principles of operation**", *Rev. Roum. Sci. Techn., Electrotechn. et Energ.*, vol. **29**, pp. 259—269, No. 2, 1984.

7. *W. D. Nowak, B. Thomas, H. Berg,* „**GTO — Stand der Technik und Entwicklungsmoglichkeiten**", in : *Abschaltbare Elemente der Leistungselectronik und Ihre Anwendungen*, ETG — Fachbericht 23, VDE — Verlag GmbH, Berlin, 1988, pp. 86—111.

8. *M. S. Adler, K. W. Owyang, B. J. Baliga, R. A. Kokosa,* „**The evolution of power device technology**", *IEEE Trans. Electron Devices*, **ED-31**, pp. 1 570—1 591, Nr. 11, 1984.

9. *A. S. Grove,* **Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoare**, Ed. Tehnică, București, 1973.

10. *S. M. Sze* (editor), **VLSI Technology**, McGraw — Hill, New York, 1983.

11. *S. M. Sze,* **Semiconductor Devices. Physics and Technology**, Wiley, New York, 1985.

12. *S. K. Ghandhi,* **VLSI Fabrication Principles**, Wiley, New York, 1983.

13. *B. J. Baliga,* **Modern Power Devices**, Wiley, New York, 1987.

14. *A. Silard, V. Marinescu,* „**Computer-aided experimental investigation of the turn-on in amplifying gate thyristors**", in : *1975 IEDM Techn. Dig.*, Washington, pp. 359—362, 1975.

15. *A. Silard, V. Marinescu,* „**Reliability of the turn-on in thyristors with amplifying gate**" *Rev. Roum. Sci. Techn-Electrotechn. et Energ.* vol. **21**, pp. 67—74, Nr. 1, 1976.

16. *A. G. Milnes,* **Deep-Impurities in Semiconductors**, J. Wiley, New York, 1973.

17. *D. Silber, H. Maeder,* „**The effect of gold concentration gradients on thyristor switching properties**, *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. **ED-23**, pp. 366—368, 1976.

18. *A. Tada, T. Nakagawa, H. Hagino,* „**Improvement in trade — off between turn-off time and other characteristics of fast switching thyristors**", *Jap. T. Appl. Phys.*, vol. **21**, pp. 617—623, 1982.

19. *H. Hayashi, T. Mamine, T. Matsushita,* „**A high-power gate controlled switch (GCS) using a new lifetime control method**", *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. **ED-28**, pp. 246—251, 1981.

20. *M. D. Miller,* „**Differences between platinum and gold doped silicon power devices**", *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. **ED-23**, pp. 1 279—1 283, 1976.

21. *F. A. Selim, C. K. Chu, I. E. Johnson,* „**Annealing effects for semiconductor power devices.** *IEEE Electron Device Lett*, vol. **EDL-4**, pp. 218—220, 1983.

22. *H. D. Carlson, Y. S. Sun, H. B. Assalit,* „**Lifetime control in silicon power devices by electron or gamma irradiation**", *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. **ED-24**, pp. 1 103—1 108, 1977.

23. *D. C. Sawko, I. Bartko,* „**Production of fast switching thyristors by proton irradiation**", *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. **NS-30**, 1 756—1 759, 1983.

24. *V. A. K. Temple, F. W. Holroyd,* „**Optimizing carrier lifetime profile for improved trade off between turn off time and forward drop**", *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. **ED-30**, pp. 782—790, 1983.

25. *R. Van Overstraeten, H. DeMan,* „**Measurements of the ionization rates in diffused silicon *p-n* junctions**", *Solid-State Electron.* vol. **13**, pp. 583—608, 1970.

26. *R. L. Davies, F. E. Gentry,* „**Control of electric field at the surface of *p-n* junctions**", *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. **ED-11**, pp. 313—323, 1964.

27. *J. Cornu,* „**Field distribution near the surface of beveled *p-n* junctions of high voltage devices**", *IEEE Trans. Electron Devices*, **ED-20**, pp. 347—352, 1973.

28. *M. Bakowski, K. J. Lundstrom,* „**Depletion layer characteristics at the surface of beveled high — voltage *p-n* junctions**", *IEEE Trans. Electron Devices*, **ED-20**, pp. 550—563, June 1973.

29. *A. Silard,* „**Studies on the electric field and on the blocking capabilities of the beveled *pn* junctions in power silicon devices**", *Rev. Roum. Sci. Techn. — Electrotechn. et Energ.*, vol. **12** pp. 347—355, No. 3, 1976.

30. *M. S. Adler, V. A. K. Temple,* „**A general method for predicting the avalanche breakdown voltage of negative beveled devices**", *IEEE Trans. Electron Devices*, **ED-23**, pp. 956—960, 1976.

31. *J. Cornu, S. Schweitzer, O. Kuhn*, „**Double positive bevel : A better edge contour for high voltage devices**“, *IEEE Trans. Electron Devices*, **ED-21**, pp. 181—184, 1974.
32. *Y. C. Kao, E. D. Wolley*, „**High voltage planar *p-n* junctions**“, *Proc. IEEE*, vol. 55, pp. 1 409—1 414, 1967.
33. *A. Woodworth*, „**The BTV60 — first in a new generation of *GTOs***“, *Electronic components and materials*, vol. 6, pp. 93—95, No. 2, 1984.
34. *V. A. K. Temple, M. S. Adler*, „**The theory and application of a simple etch contour for near ideal breakdown voltage in plane and planar *p-n* junctions**“, *IEEE Trans. Electron Devices*, **ED-23**, pp. 950—955, 1976.
35. *V. A. K. Temple*, „**Junction termination extension, a new technique for increasing avalanche breakbown voltage and controlling surface electric fields in *p-n* junctions**“, *IEEE IEDM Techn. Dig.*, pp. 423—426, Washington, 1977.
36. *R. Stengl, U. Gosele*, „**Variation of lateral doping — a new concept to avoid high voltage breakdown of planar junctions**“, *IEEE IEDM Techn. Dig.*, pp. 154—157, 1985.

4

VARIANTE DE TIRISTOARE CU BLOCARE PE POARTĂ *(GTO)*

Cercetările întreprinse în ultimii 15 ani pe plan mondial în domeniul tiristoarelor cu blocare pe poartă (*GTO*) au urmărit : 1) sporirea valorii curentului anodic maxim-controlabil de poartă la stingere (I_{TQRM}) pentru fiecare clasă de dispozitiv, definită prin tensiunea maximă de blocare în direct, aria utilă a catodului și tipul de capsulă ; 2) diminuarea consumului de putere în circuitul de intrare (poartă), adică maximizarea cîștigului în curent la blocare (G_{off}) ; 3) creșterea vitezei de comutare, deci a frecvenței maxime de funcționare ; 4) ameliorarea fiabilității electrotermice în regimuri dinamice [1]—[11]. Variantele de structuri elaborate în vederea ameliorării parametrilor definitorii ai dispozitivelor *GTO* au urmărit conservarea avantajelor principale ale tiristoarelor convenționale : sensibilitate la semnalul de amorsare pe poartă, capabilitate ridicată în dV/dt, cădere de tensiune redusă în conducție directă, tensiuni înalte de blocare în direct. Ameliorarea performanțelor tiristoarelor *GTO* s-a efectuat prin soluții de optimizare a geometriilor orizontală și verticală [1]—[24]. În acest capitol sînt prezentate principalele concepte/soluții constructive elaborate în cursul ultimului deceniu, din care o parte însemnată s-a impus treptat pe plan mondial în producția de tiristoare *GTO*. Tipurile de structuri viabile sînt cele care conferă dispozitivelor *GTO* caracteristici apropiate de cele ale comutatoarelor electronice ideale (vezi § 1.1), apelînd la fluxuri tehnologice de complexitate redusă.

4.1. VARIANTE DE TIRISTOARE *GTO* CONVENȚIONALE

Dispozitivele *GTO* încadrate în această categorie au evoluat prin optimizarea geometriilor orizontală și verticală ale tiristoarelor convenționale. Obiectivul central al procesului de optimizare l-a constituit concilierea cerințelor contradictorii impuse structurii dispozitivelor de către fenomenele tipice procesului de blocare pe poartă (vezi § 1.4 și § 2.9).

4.1.1. Optimizarea geometriei orizontale

O condiție vitală pentru stingerea eficientă și fiabilă pe poartă a tiristoarelor *GTO* constă în îndepărtarea cu o rată uniformă a sarcinii purtătorilor în exces din toate regiunile bazei p_2, ceea ce previne încălzirea locală excesivă a dispozitivelor (vezi §. 1.4 și §. 2.9).

Ameliorarea performanțelor și a fiabilității dispozitivelor *GTO* se obține în principal prin rafinarea configurațiilor de interdigitare, care asigură echidistanța dintre contactele porții și cele ale catodului (vezi figurile 2.24 și 2.25). Obiectivele centrale urmărite în proiectarea geometriei orizontale interdigitate sînt următoarele : 1) diminuarea rezistenței laterale a bazei p_2, prin realizarea unui catod lung și subțire (vezi §.3.2.1) ; 2) maximizarea perimetrului catodului, ceea ce implică o interdigitare extrem de fină ; 3) menținerea la o valoare constantă a distanței minime dintre metalizările porții și periferia emitorului de catod n_2 ; 4) maximizarea ariei utile a catodului [1]—[9].

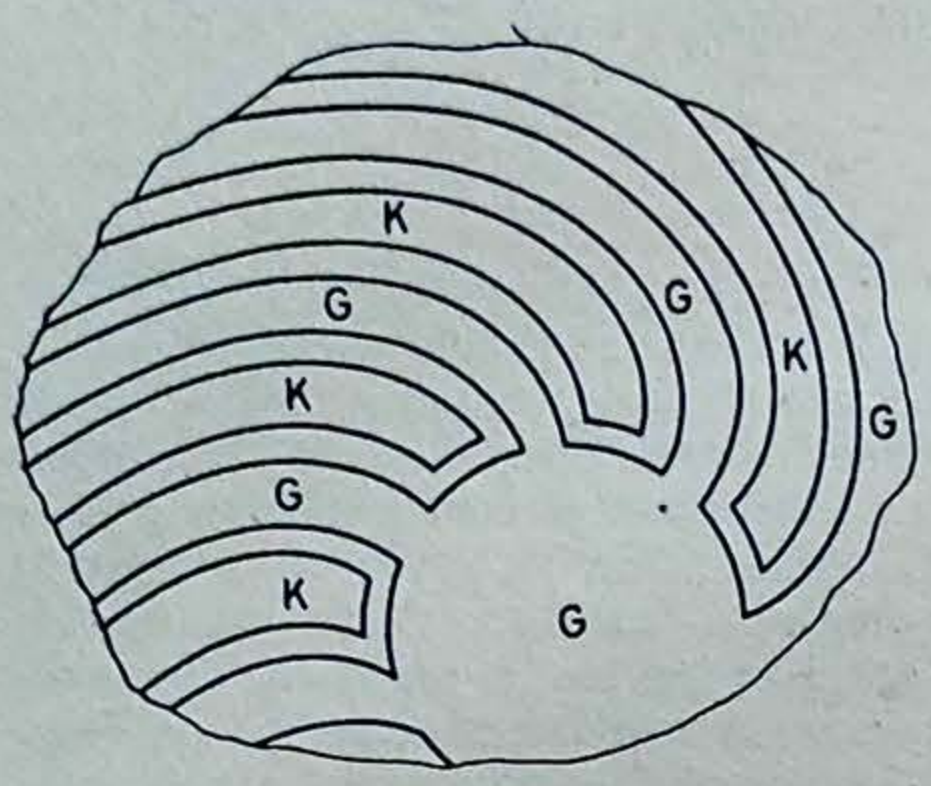


Fig. 4.1. Geometrie de interdigitare poartă-catod pentru tiristoare *GTO* de mare putere, bazată pe proprietăţile involutei.

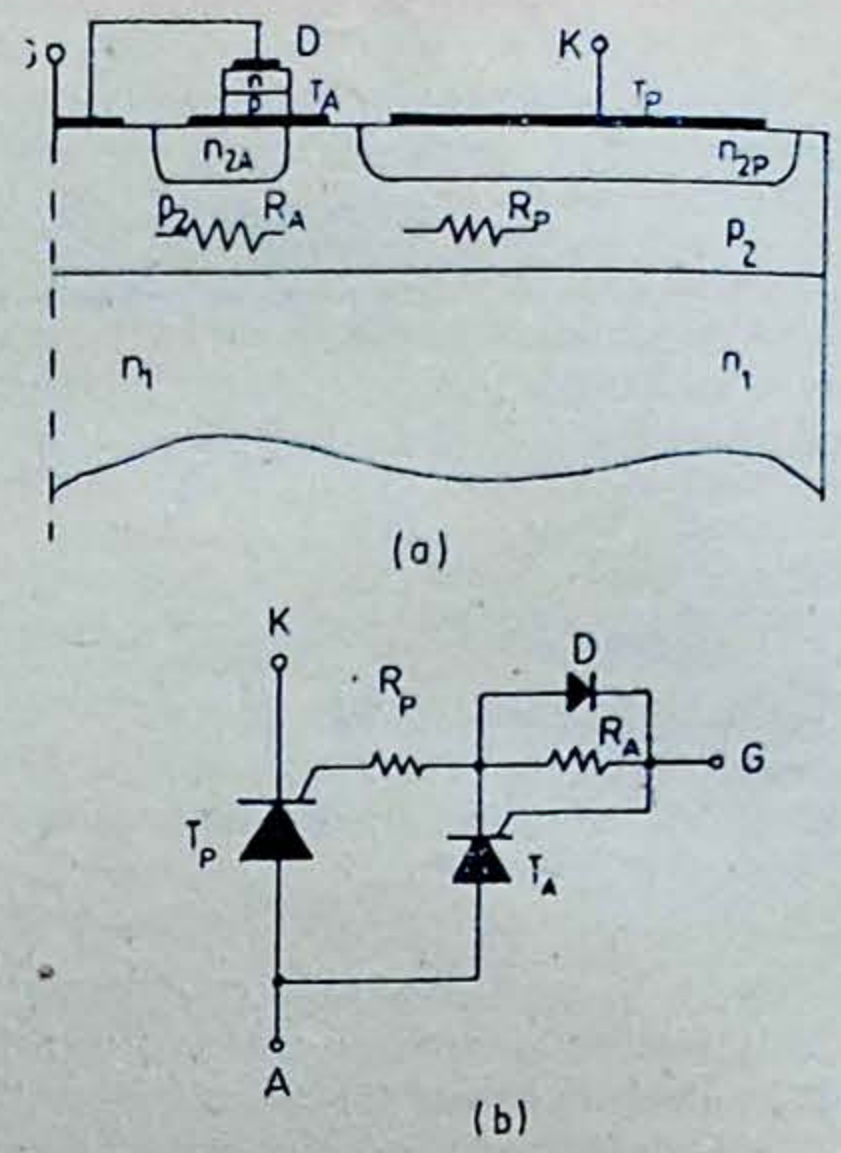


Fig. 4.2. Structura (*a*) şi schema echivalentă de circuit (*b*) a unui tiristor *GTO* cu amplificator de poartă (tiristor auxiliar T_A) integrat şi diodă de şuntare a curentului prin R_A în cursul procesului tranzitoriu de blocare.

Asigurarea ieşirii uniforme din conducţie a tuturor zonelor emitorului de catod n_2 se realizează prin implementarea configuraţiilor de interdigitare, adaptate structurilor rectangulare, cît şi celor cu simetrie radială (vezi figurile 2.24 şi 2.25). Una dintre configuraţiile de interdigitare, frecvent utilizată în cazul tiristoarelor de mare putere cu poartă centrală, se bazează pe proprietatea involutelor unui cerc. Utilizînd această proprietate, distanţa dintre periferia emitorului n_2 şi metalizarea porţii poate fi menţinută constantă pe întreaga suprafaţă a geometriei orizontale (figura 4.1). Configuraţia de involută, în care metalizările de catod (K) alternează cu cele ale porţii (G), permite totodată sporirea capabilităţii în di/dt la peste 1 000 A/μs [3] [11] [12].

Configuraţiile de interdigitare: a) necesită o fotolitografie de rezoluţie superioară, ceea ce determină creşterea costurilor de fabricaţie; b) reduc aria efectivă a dispozitivelor, deci capabilitatea lor în curent; c) determină creşterea curentului minim de amorsare pe poartă (I_{GT}), ca urmare a extinderii considerabile a perimetrului unui catod interdigitat.

Micşorarea valorii curentului minim de amorsare I_{GT} în structuri puternic interdigitate se realizează prin utilizarea porţilor auxiliare integrate (vezi figura 2.19). Structura unui tiristor *GTO*, utilizînd un amplificator de poartă integrat (T_A) în scopul amplificării interne a semnalului pozitiv de comandă aplicat pe poartă (G), este prezentată în figura 4.2. Tiristorul auxiliar T_A introduce însă o rezistenţă suplimentară în baza p_2 (R_A), care limitează valoarea maximă a curentului îndepărtat prin terminalul de poartă în cursul procesului de blocare. Ca urmare, soluţia din figura 4.2 încorporează o *diodă de şuntare (bypass)* D, care oferă curentului extras din baza p_2 o cale de rezistenţă redusă între catodul tiristorului principal T_P şi poarta G [13]. Principiul de funcţionare al dispozitivului este următorul. La aplicarea semnalului pozitiv de comandă între poartă (G) şi catod (K), dioda D este pola-

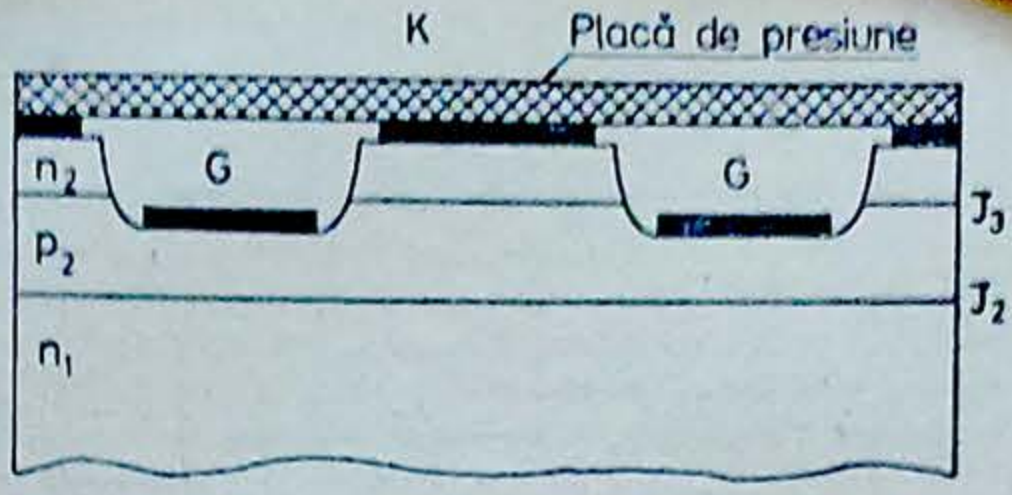


Fig. 4.3. Configurația tipică poartă-catod pentru un tiristor *GTO* de mare putere.

rizată în invers, fiind astfel blocată. Curentul injectat prin terminalul *G* determină amorsarea succesivă a tiristoarelor auxiliar (T_A), respectiv principal (T_P). În starea „*ON*" a dispozitivului *GTO*, conducția curentului anodic este asigurată exclusiv de tiristorul principal T_P (vezi figura 2.19). În urma aplicării semnalului negativ pe poartă (față de catod), dioda *D* se deschide, șuntînd astfel calea de rezistență relativ mare (R_A) de sub emitorul porții auxiliare T_A. Extracția curentului din structura dispozitivului *GTO* în cursul procesului de blocare se efectuează pe traseul: rezistența bazei p_2 a tiristorului principal (R_P) — dioda *D* — poarta *G*.

Asigurarea amorsării secvențiale corecte a tiristoarelor T_A și T_P se efectuează potrivit criteriilor de proiectare descrise în 3.3.6. Dioda *D* poate fi montată ca un cip separat (dispozitiv discret) în interiorul capsulei tiristorului sau poate fi integrată pe structura dispozitivului, luîndu-se măsuri de inactivare a tiristorului parazit rezultant ($p_2 n_{2A} pn$). Pentru menținerea diodei *D* în starea de blocare în timpul procesului tranzitoriu de amorsare al dispozitivului *GTO* este necesar ca durata impulsului de comandă t_{of} să fie cel puțin egală cu timpul necesar ieșirii din conducție a tiristorului auxiliar T_A. În acest mod se previne formarea căii parazite de semnal între anod și poartă, prin intermediul tiristorului T_A și al diodei *D*.

O problemă importantă în realizarea structurilor puternic interdigitate este cea a contactării. În cazul tiristoarelor *GTO* de medie putere, caracterizate prin curenți anodici $I_{T(AV)} < 15$ A, contactarea terminalelor de poartă (*G*) și catod (*K*) se efectuează relativ simplu, utilizîndu-se lipirea cu fir de aur sau aluminiu (vezi figura 3.78, *a*). În tiristoare *GTO* de mare putere contactarea se realizează prin intermediul electrozilor relativ voluminoși, capabili de a asigura conducția curenților de ordinul sutelor de amperi. Soluția tehnologică la care se recurge în prezent rezidă în dispunerea porții și a catodului pe nivele diferite (vezi figurile 2.3 și 4.3); emitorul n_2 este plasat la un nivel superior față de zonele p_2 ale porții, iar contactarea zonelor de catod se realizează cu ajutorul unei plăci de presiune. Structura de tip *mesa* (figura 4.3) permite totodată creșterea tensiunii de străpungere poartă-catod BV_{GK} (vezi § 3.3.3.4) [6] [8].

4.1.2. Optimizarea geometriei verticale

4.1.2.1. Problematica fiabilității electrotermice și a accelerării procesului de blocare

Constricția curentului anodic în faza de stocare t_s a procesului de blocare pe poartă a tiristoarelor *GTO* are drept rezultat localizarea zonei finale de conducție în regiunile cele mai îndepărtate de contactul porții (vezi figura 1.30.). Creșterea excesivă a densității locale a curentului anodic în zonele conductive ale structurii *pnpn* poate determina distrugerea electrotermică a tiristoarelor *GTO* în cursul fazei de cădere t_f a procesului de stingere (vezi figura 2.43.). Soluția tehnologică, care permite evitarea acestui fenomen, se bazează pe modificarea structurii verticale a dispozitivelor în scopul înglobării zonelor denumite „*neregenerative*", caracterizate prin fap-

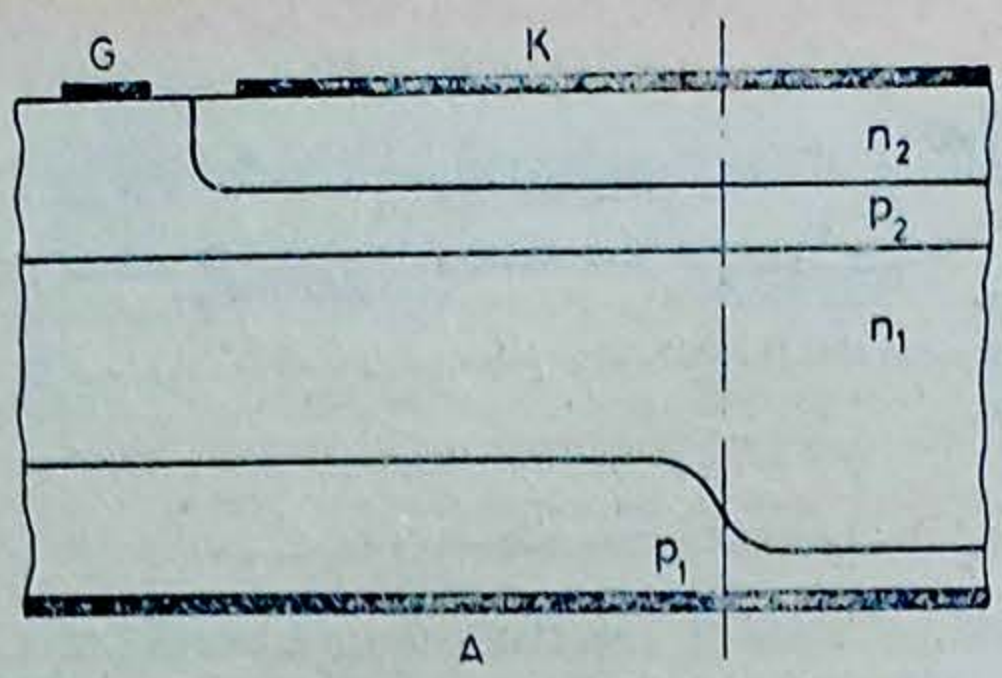


Fig. 4.4. Structură de tiristor *GTO* cu secțiune neregenerativă *pnpn* (în dreapta liniei verticale), obținută prin creșterea grosimii bazei n_1.

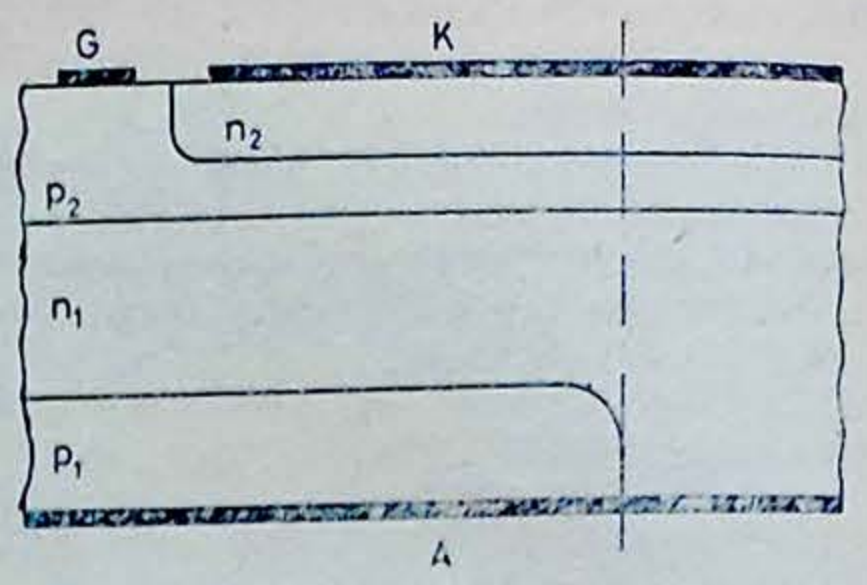


Fig. 4.5. Structură de tiristor *GTO* incorporînd o zonă neregenerativă (în dreapta liniei verticale punctate), obținută printr-un contact redresor metal-semiconductor (*Schottky*).

tul că suma locală a celor doi α este subunitară : $\alpha_{npn} + \alpha_{pnp} < 1$ (vezi și §.4.3.2.). Zonele neregenerative constituie „amortizoare" ale curentului anodic : „împingerea" regiunii finale de conducție înspre secțiunile *pnpn* neregenerative determină scăderea treptată a curentului prin tiristor, pînă la anularea sa.

Realizarea secțiunilor *pnpn* neregenerative implică micșorarea locală a factorilor α_{pnp} și/sau α_{npn}. O soluție care vizează reducerea cîștigului α_{pnp} este ilustrată în figura 4.4. Structura *pnpn* cu factorul α_{pnp} diminuat are baza n_1 mai groasă și emitorul de anod (p_1) mai subțire [14]. În plan orizontal, secțiunea *pnpn* menționată este situată în regiunea cea mai depărtată de poartă (*G*). Întreaga geometrie verticală a dispozitivului *GTO* este formată din secțiuni *pnpn* „standard" („regenerative") și secțiuni *pnpn* „neregenerative" (cu baza n_1 mai groasă), care alternează între ele. În cursul fazei de stocare t_s a procesului de blocare pe poartă, curentul anodic este „împins" treptat în zonele *pnpn* neregenerative. Cuplajul regenerativ diminuat dintre cele două tranzistoare, componente ale structurii *pnpn* cu baza n_1 groasă, determină scăderea treptată a curentului anodic, prevenind astfel încălzirea locală a dispozitivului.

Realizarea tehnologică a emitorului p_1 cu două grosimi se efectuează în două etape [14]. În prima fază, se maschează cu oxid acele regiuni ale plachetei *n* în care urmează a fi create secțiunile neregenerative și se efectuează o difuzie selectivă de bor. În etapa a doua, se procedează la dezoxidarea totală, urmată de o difuzie neselectivă de tip *p* pe ambele fețe ale plachetei (vezi § 3.3.3.3). Valoarea locală diminuată a factorului α_{pnp} se obține atît prin micșorarea factorului de transport în baza n_1 groasă, cît și prin scăderea eficienței de injecție a emitorului de anod (p_1) de grosime redusă (vezi § 3.2.2.2). Gradul de diminuare al factorului α_{pnp} este însă relativ redus. De aceea, pentru accentuarea caracterului neregenerativ al secțiunii *pnpn* cu baza n_1 groasă se utilizează tehnici de reducere a timpului de viață (vezi § 3.4.3).

În figura 4.5 este prezentată soluția micșorării locale a cîștigului α_{pnp} bazată pe utilizarea unui contact metal-semiconductor redresor (Schottky). Structura verticală neregenerativă este formată din tranzistorul $n_2p_2n_1$ (component al structurii *pnpn*) și contactul redresor Schottky, constituit din metalizarea de anod și baza n_1 a dispozitivului [15]. Ideea acestei soluții se bazează pe faptul că eficiența de injecție a purtătorilor minoritari într-o diodă Schottky este extrem de redusă [7] [8] [11]. Întrucît injecția de goluri din metalizarea de anod în baza n_1 este practic nesemnificativă, valorile locale ale factorului α_{pnp} sînt extrem de scăzute (0,001 pînă la 0,1). În consecință, structura verticală formată din tranzistorul $n_2p_2n_1$ și dioda

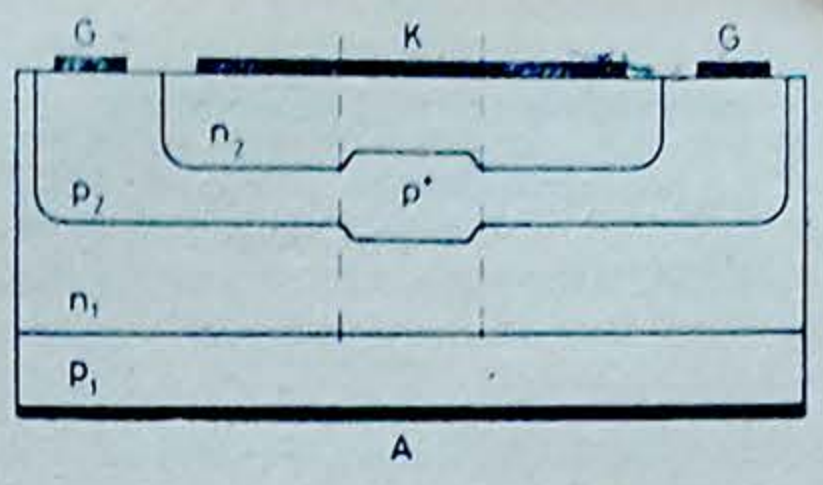


Fig. 4.6. Structură de tiristor *GTO* încorporînd o secțiune *pnpn* neregenerativă încadrată între liniile verticale punctate), realizată prin lărgirea locală a grosimii bazei *p*.

Schottky împiedică menținerea conducției curentului anodic. Canalizarea conducției în direct la sfîrșitul fazei de stocare t_s înspre secțiunile neregenerative limitează densitatea locală a curentului și accelerează desfășurarea procesului de blocare. Dezavantajul esențial al conceptului din figura 4.5. constă în faptul că tensiunea de blocare în invers a tiristorului se reduce la tensiunea de străpungere a contactului Schottky care, de regulă, este de ordinul a cîtorva zeci de volți.

În cadrul soluției ilustrate în figura 4.6., reducerea locală a cîștigului α_{npn} se obține pe două căi : 1) prin diminuarea zonală a eficienței de injecție a emitorului de catod n_2, atît datorită micșorării grosimii acestui strat, cît și prin doparea mai puternică cu impurități a regiunii bazei p_2, situată sub porțiunea menționată a emitorului n_2 ; 2) prin reducerea factorului de transport în zonele mai groase ale bazei p_2, aparținînd structurii neregenerative [16].

Diminuarea locală a factorilor de cîștig α_{pnp}, respectiv α_{npn} în tiristoarele *GTO* moderne se efectuează prin implementarea șunturilor de anod, respectiv a conceptului de *„dublă interdigitare“* (vezi §.4.2.3. și §.4.3.).

4.1.2.2. Problematica extragerii nestingherite a curentului din baza p_2

Obiectivul extragerii pe poarta tiristoarelor *GTO* a curenților I_{GRM} de valori sporite reclamă reducerea rezistenței laterale a bazei p_2 și maximizarea tensiunii de străpungere a joncțiunii poartă-catod BV_{GK} (vezi §.1.4.5. și §.3.2.1.). Valorile tipice ale rezistenței pe pătrat a bazei p_2, obtenabile în tiristoarele *GTO* convenționale, sînt situate în gama 100 Ω/□... ...250 Ω/□, cărora le corespund valori ale tensiunii de străpungere BV_{GK} de 15 V...25 V (vezi figura 3.6.) [1] [3] [6] [8]. Evacuarea nestingherită a curentului din baza p_2 constituie una dintre trăsăturile esențiale ale conceptului de *dublă-interdigitare* (vezi §.4.3.), precum și a porții *„îngropate“* (vezi §.4.2.4.).

O soluție asemănătoare porții *„îngropate“* este prezentată în figura 4.7. Structura se caracterizează prin existența unui strat p^+, puternic dopat cu impurități acceptoare, „îngropat“ în baza p_2 și conectat la contactul porții (*G*). Prezența stratului p^+ oferă o cale de rezistență extrem de scăzută curentului extras de poartă din baza p_2. Locația optimă a stratului îngropat p^+ este aproximativ la mijlocul bazei p_2, adică echidistant față de straturile n_1 și n_2. Plasarea stratului îngropat p^+ în apropierea joncțiunii p_2n_2 degradează tensiunea de străpungere BV_{GK}.

Existența stratului îngropat p^+ diminuează cîștigul efectiv în curent α_{npn}, ceea ce antrenează creșterea căderii de tensiune pe tiristor în starea *„ON“* (V_{TM})

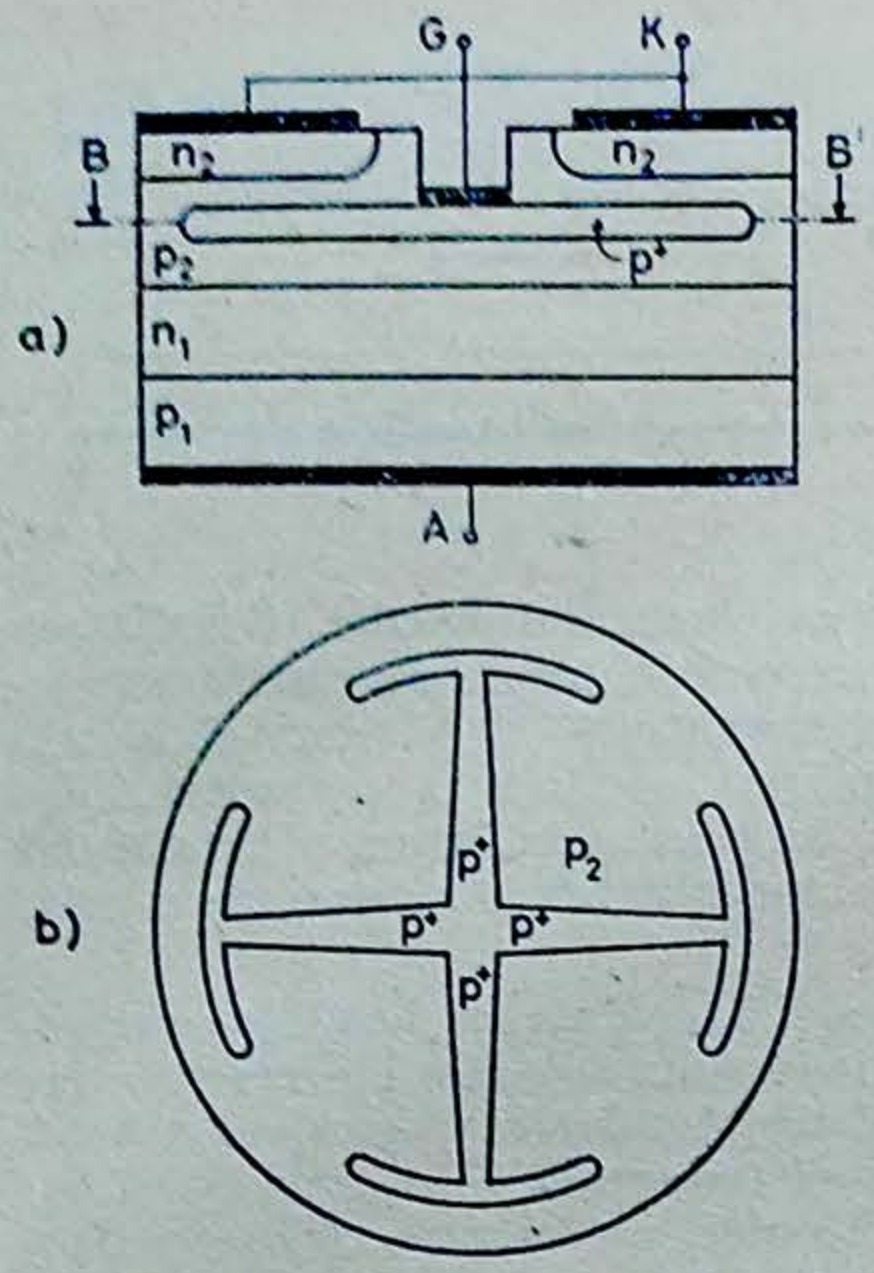


Fig. 4.7. Secțiune transversală (*a*) și secțiune în planul $B-B'$ (*b*) prin structura unui tiristor *GTO* cu strat puternic dopat (p^+), îngropat, în baza p_2.

și a curentului minim de amorsare pe poartă (I_{GT}). Estomparea acestor efecte secundare se obține prin reducerea ariei efective a stratului îngropat p^+ în raport cu suprafața catodului.

Dezavantajul major al acestei soluții constă în dificultatea realizării tehnologice, ale cărei etape principale sînt următoarele [17]. Structura *pnp* se realizează prin difuzia neselectivă a impurităților acceptoare în placheta *n*, pînă la o adîncime de ~50 μm. Urmează corodarea a ~30 μm din zona *p* de pe una din fețele plachetei și definirea conturului stratului p^+ printr-un proces fotolitografic. După realizarea stratului îngropat p^+ prin difuzie de bor urmează creșterea epitaxială a unui strat *p* de ~30 μm în scopul revenirii la grosimea inițială (~50 μm) a bazei p_2. Catodul n_2 se obține prin creșterea epitaxială a unui strat n^+ și corodarea selectivă a acestuia, în urma unui proces fotolitografic (vezi § 3.3).

4.2. TIRISTOARE *GTO* DE CONCEPȚIE AVANSATĂ

4.2.1. Considerații generale

Optimizarea geometriilor orizontală și verticală a tiristoarelor a condus în ultimii ani la realizarea următoarelor tipuri de tiristoare *GTO* de concepție avansată [1] — [6] [8] [9] [18] — [24]:

— **Tiristoare *GTO* asimetrice** (*„Asymmetrical GTO“*);

— **Tiristoare *GTO* cu conducție inversă** (*RCGTO* = **Reverse-Conducting GTO**);

— **Tiristoare *GTO* cu poartă îngropată** (*BGGTO* = **Buried-Gate GTO**);

— **Tiristoare *GTO* cu două nivele de interdigitare** (*TIL GTO* = **Two Interdigitation Levels GTO**).

Tiristoarele *GTO* care utilizează amplificatoare de poartă integrate (vezi figura 4.2) se numesc în literatura de specailitate *AGGTO* („*Amplifying Gate* GTO“) [6].

Tiristoarele asimetrice (*„Asymmetrical thyristors“* sau **ASCR** = **„Asymmetrical Silicon Controlled Rectifiers“**) **și tiristoarele cu conducție în invers** (**RCT** = **Reverse Conducting Thyristors**) au ca numitor comun absența parțială (în cazul *ASCR*) sau totală (pentru *RCT*) a capabilității de blocare a tensiunii aplicate în invers (+ pe catod, — pe anod). Faptul că atît *ASCR*, cît și *RCT*, posedă capacitatea de a bloca doar tensiuni aplicate în direct a oferit un grad suplimentar de autonomie în optimizarea geometriei *pnpn* în scopul ameliorării parametrilor importanți pentru regimul de comutație ai dispozitivelor (timpii de amorsare și de blocare, căderea de tensiune în direct). În prezent, dispozitivele de tip *ASCR* și *RCT*, avînd curenți medii de $I_{T(AV)} = 400$ A și tensiuni de blocare $V_{DRM} = 2$ kV, operează uzual la

frecvenţe de comutaţie relativ ridicate (peste 20 kHz). Ambele tipuri de dispozitive sînt utilizate — ca principiu — în acele circuite de putere, în care nu sînt supuse tensiunilor inverse anod-catod [4] — [6] [8] [11].

Tiristoarele *GTO* cu poartă îngropată *(BGGTO)* au ca avantaje principale valorile mărite ale ariei utile a catodului şi a tensiunii de străpungere poartă-catod BV_{GK} în comparaţie cu dispozitivele *GTO* convenţionale. Tensiunile $BV_{GK} = 60$ V...80 V, tipice pentru dispozitivele *BGGTO*, conferă porţii o eficienţă sporită în controlul procesului de blocare. Dezavantajul principal al tiristoarelor *BGGTO* îl constituie complexitatea realizării tehnologice [6] [8] [20].

Tiristoarele *GTO* cu două nivele de interdigitare *(TIL GTO)* s-au impus în ultimii ani [9] [22] — [38] datorită simplităţii conceptuale/tehnologice şi a performanţelor electrice superioare (vezi §.4.3.).

Tiristoarele *MOS GTO* au evoluat în cadrul procesului de integrare funcţională a strucuturilor *pnpn* cu porţi *MOS* (vezi §.5.4.).

4.2.2. Tiristoare *GTO* asimetrice

Tiristoarele *GTO* asimetrice *(„Asymmetrical GTO")* sînt dispozitive care înglobează pe aceeaşi structură *pnpn* trăsăturile tiristoarelor cu blocare pe poartă *(GTO)* şi a celor denumite *„asimetrice"*. Geometria orizontală a tiristoarelor *GTO* asimetrice este optimizată în vederea creşterii eficienţei porţii în controlul procesului de blocare, iar geometria verticală este adaptată scopului micşorării căderii de tensiune în conducţie directă şi a timpului de comutare din starea *„ON"* în cea de *„OFF"* [4] — [6] [8].

Trăsătura distinctivă a *tiristoarelor asimetrice („Asymmetrical thyristors"* sau **ASCR** — *„Asymmetrical* **S***ilicon* **C***ontrolled* **R***ectifiers")* constă în capabilitatea redusă de blocare a tensiunii inverse aplicate („—" pe anod, „+" pe catod). Caracteristica de ieşire (curent-tensiune) a unui asemenea dispozitiv, similară cu cea a unui tiristor cu conducţie inversă *RCT* (figura 4.11.), este *„asimetrică"* : capabilitatea de blocare a tensiunii în direct este practic identică cu cea a unui tiristor convenţional din aceeaşi clasă, în timp ce capacitatea de a bloca tensiuni aplicate în invers este extrem de limitată (practic, la 20...30 V). Această particularitate a tiristoarelor asimetrice este determinată de înserarea unui strat subţire de tip n, puternic dopat (n^+), între anodul p_1 şi baza groasă n_1 (figura 4.8.). Tensiunea maximă de blocare în invers a unui tiristor asimetric (figura 4.8.), limitată superior de tensiunea de străpungere a joncţiunii J_1, este în acest caz de 20...30 V (vezi §.2.2.). La aplicarea unei tensiuni în direct pe dispozitivul blocat, existenţa stratului tampon n^+ are ca efect — în comparaţie cu un tiristor convenţional (*„simetric"*) — micşorarea substanţială a extinderii zonei de sarcină spaţială a joncţiunii centrale (J_2) în direcţia stratului de anod p_1 (figura 4.9.). Datorită faptului că zona tampon n^+ îngreunează avansarea regiunii de cîmp electric puternic în direcţia stratului p_1, grosimea bazei n_1 poate fi redusă substanţial, fără a afecta capabilitatea de blocare în direct a dispozitivului. Graţie acestei proprietăţi, zona tampon (*buffer*) n^+ poartă denumirea de *„field stopper"* (*„opritor al zonei de cîmp*, caracteristică regiunii de sarcină spaţială a joncţiunii care blochează tensiunea aplicată, vezi şi §.3.5.3.).

Proprietăţile de blocare în direct ale unui tiristor asimetric sînt relevate de distribuţiile corespunzătoare ale cîmpului electric E în vecinătatea joncţiunii J_2 (figura 4.9.). Într-un tiristor convenţional, distribuţia ideali-

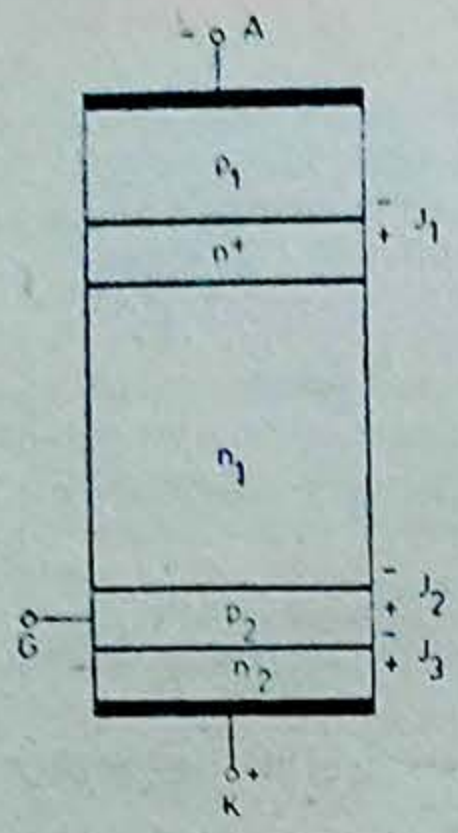


Fig. 4.8. Repartizarea tensiunii aplicate în invers pe structura unui tiristor asimetric.

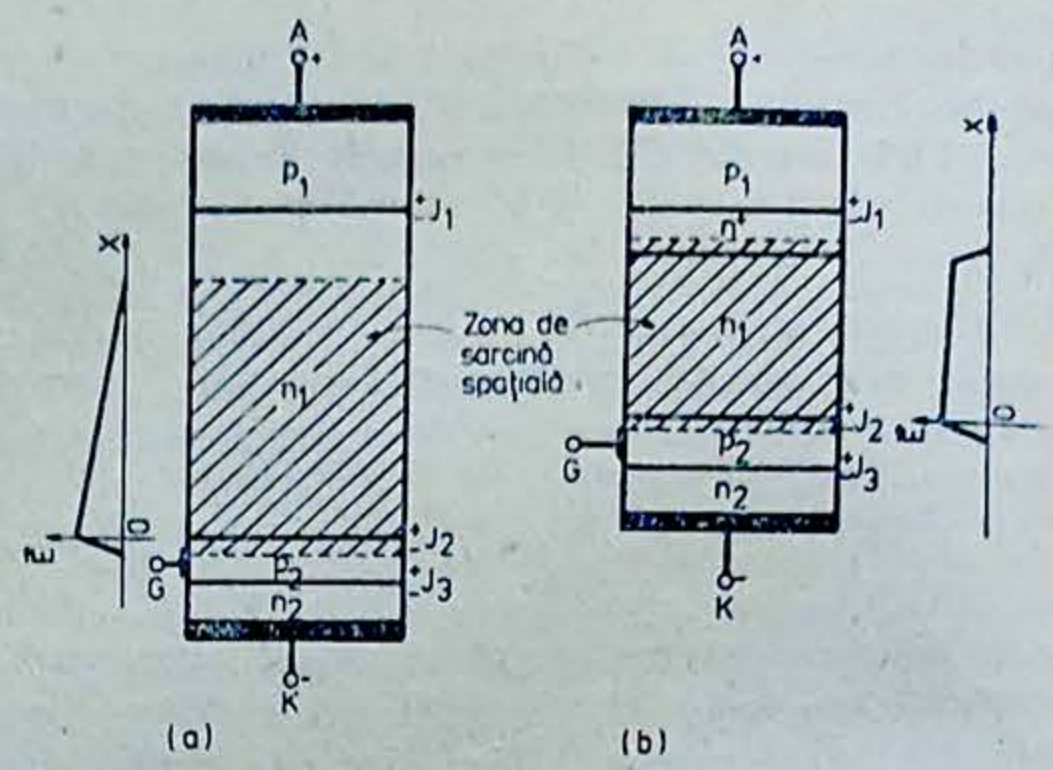


Fig. 4.9. Ilustrarea comparativă a structurii (*a*) unui tiristor convențional (simetric) și (*b*) a unui tiristor asimetric cu indicarea extinderii zonei de sarcină spațială a joncțiunii J_2 la blocarea tensiunii aplicate în direct și a distribuției cîmpului electric **E** pentru cele două cazuri. (Prezența stratului tampon n^+ în tiristorul asimetric permite micșorarea substanțială a grosimii bazei n_1 în comparație cu un tiristor convențional (simetric), în condițiile menținerii la o valoare constantă a tensiunii de blocare în direct).

zată a cîmpului **E** în straturile n_1 și p_2 este de formă triunghiulară, în timp ce într-un dispozitiv asimetric, supus aceleiași tensiuni de blocare în direct, distribuția cîmpului **E** este trapezoidală. Se remarcă faptul că structura $p_2n_1n^+$ a tiristorului asimetric se comportă ca o diodă p^+nn^+ (*pin*) la polarizarea în invers : zona de sarcină spațială a joncțiunii p^+n (p_2n_1) se extinde în stratul slab dopat pe măsura creșterii tensiunii aplicate, pînă în momentul cînd frontiera zonei golite atinge stratul puternic dopat n^+, care limitează abrupt avansarea zonei de cîmp puternic. Întrucît tensiunea blocată de o joncțiune este practic egală cu aria figurii mărginite de distribuția de cîmp electric **E**, printr-o alegere adecvată a rezistivității și a grosimii straturilor n_1 și n^+ se poate obține o valoare a tensiunii de străpungere la polarizarea în direct egală cu cea a unui tiristor convențional, avînd o grosime mult mai mare a bazei n_1. Pentru o tensiune de străpungere în direct de valoare prestabilită, utilizarea unui strat tampon n^+ permite reducerea de aproximativ două ori a grosimii bazei n_1 într-un tiristor asimetric în comparație cu un tiristor convențional (simetric) din aceeași clasă (vezi §.3.5.3.2.).

Micșorarea grosimii W_{n1} a bazei n_1 permite, la rîndu-i optimizarea corelației dintre căderea de tensiune în direct V_{TM} și timpul de blocare t_{gq} al unui tiristor *GTO* asimetric, exprimate într-o primă aproximație de (vezi §.2.7.) :

$$V_{TM} \sim \frac{(W_{n1})^2}{D_p \cdot \tau_p} \qquad (4.1.)$$

unde : D_p și τ_p sînt coeficientul de difuzie, respectiv timpul de viață al purtătorilor minoritari (goluri) în baza n_1 [4] — [8].

Îngustarea stratului n_1 conduce inerent la reducerea cantității de sarcină electrică stocată (în exces și rezidual) în acest strat, ceea ce diminuează durata procesului tranzitoriu de blocare al unui tiristor *GTO* asimetric. Conform relației (4.1.), înjumătățirea grosimii bazei n_1 (W_{n1}) permite reducerea

timpului de viață τ_p de patru ori, adică *„rapidizarea"* dispozitivului, în condițiile menținerii la aceeași valoare a căderii de tensiune în direct V_{TM}. Reducerea timpului de viață al purtătorilor minoritari în baza n_1 — în condițiile menținerii căderii de tensiune în direct V_T la o valoare prestabilită — se traduce, de regulă, printr-o micșorare cu aproximativ 50% a timpului de blocare într-un tiristor asimetric în comparație cu un tiristor convențional (simetric), avînd aceeași tensiune de blocare în direct [4] — [6]. De notat faptul că prezența zonei tampon puternic dopate (n^+) are ca efect diminuarea factorului de cîștig în curent α_{pnp} al tranzistorului *pnp* component al structurii tiristorului, ceea ce permite ameliorarea parametrilor de stingere ai unui dispozitiv *GTO* asimetric (mărirea cîștigului la blocare G_{off}, micșorarea timpului de blocare). Întrucît viteza de răspîndire a conducției v_s la amorsare este invers proporțională cu grosimea bazei n_1 ($v_s \sim 1/W_{n1}$), valoarea micșorată a grosimii stratului n_1 în tiristoarele asimetrice se traduce printr-un timp de amorsare t_{gt} mai scurt, însoțit de o capabilitate îmbunătățită în di/dt (vezi §.2.5. și §.2.6.).

Grosimea și dopajul stratului tampon n^+ sînt dictate de valorile prestabilite ale tensiunilor de blocare în direct și invers ale tiristorului asimetric. Nivelul tipic de dopare al stratului n^+ este de $\sim 2 \times 10^{16}$ cm^{-3}, căruia îi corespunde o tensiune de blocare în invers (figura 4.8), dictată de joncțiunea J_1, de ~ 30 V. Stratul *buffer* poate fi realizat atît prin *difuzie* din sursă de fosfor (P) sau arsen (As), cît și prin *creștere epitaxială*. În prezent se preferă realizarea stratului n^+ prin difuzie [4]—[6]. Stratul n^+ se realizează la începutul procesului de fabricare al tiristorului asimetric, după care urmează difuziile de impurități acceptoare pentru obținerea celor două zone de tip p. Concentrația de impurități în stratul de anod p_1 este, de regulă, cu cel puțin două ordine de mărime superioară celei din zona n^+.

Tiristoarele *GTO* asimetrice sînt fabricate în prezent la tensiuni maxime de blocare în direct de $\sim 2\,000$ V și curenți $I_{T(AV)} = 400$ A. Prin optimizarea parametrilor stratului *buffer* n^+ și utilizarea șunturilor de anod (figura 4.10.) s-au realizat dispozitive *GTO* asimetrice de 6 000 V/500 A pe plachete de siliciu cu diametrul $\varnothing = 33$ mm, grosimea bazei n_1 fiind $W_{n1} \simeq \simeq 600$ μm [8]. Aceste tiristoare *GTO* de tensiuni foarte înalte se remarcă prin valori reduse ale căderii de tensiune în direct și ale timpului de revenire t_t.

Tiristoarele *GTO* asimetrice sînt utilizate în invertoare și choppere ca dispozitive rapide de comutație, avînd o cădere de tensiune redusă, în conjuncție cu diode redresoare rapide conectate în antiparalel, al căror rol este de a limita tensiunea inversă aplicată la valori mult sub 20 V. În cazul utilizării tiristoarelor *GTO* asimetrice în circuite în care sînt supuse unor tensiuni inverse relativ mari (≥ 30 V), în serie cu dispozitivele *GTO* se conectează diode redresoare rapide, destinate să blocheze tensiunea aplicată.

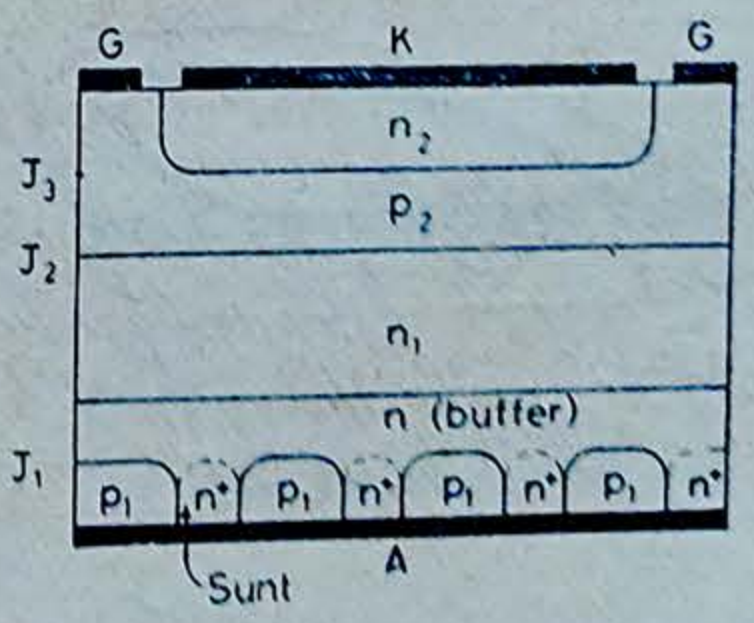


Fig. 4.10. Structura unui tiristor *GTO* asimetric utilizînd șunturi de anod.

4.2.3. Tiristoare *GTO* cu conducție în invers

Tiristorul *GTO* cu conducție în invers (RCGTO = *Reverse Conducting GTO*) este un dispozitiv cu structura *pnpn* și controlul proceselor de amorsare/blocare prin intermediul porții, care însă nu posedă capabilitatea de a bloca tensiuni aplicate în invers. Denumirea însăși a dispozitivului derivă din faptul că, la aplicarea tensiunii negative pe anod (față de catod), tiristorul *RCGTO* „conduce" (curentul) în invers. Această particularitate a dispozitivului *RCGTO* este dictată de prezența șunturilor în stratul de anod (p_1). Șunturile de anod (figura 4.10.) sînt realizate prin introducerea unei zone de tip n, puternic dopate (n^+), între contactul de anod și stratul p aferent, pe de o parte, și baza n_1, pe de altă parte. Un dispozitiv *RCT* „clasic" are atît șunturi catod, cît și cele de anod (figura 4.11.). Ca urmare, tensiunea de străpungere a joncțiunilor J_1 și J_3 este practic nulă (vezi §.1.5.3.2.). În structura *RCGTO* se utilizează numai șunturi de anod, geometria poartă-catod fiind optimizată în conformitate cu cerințele unui tiristor cu blocare pe poartă [4] — [6] [8] [11] [19].

La polarizarea în direct a *RCT* („+" pe anod, „—" pe catod), dispozitivul se comportă ca un tiristor convențional (vezi §.2.3.), fapt reflectat de caracteristica sa curent-tensiune (figura 4.12.). Comutarea dispozitivului *RCT* din starea de blocare în direct în cea de conducție („*ON*") se efectuează prin aplicarea unui semnal pozitiv de comandă pe poartă.

În cazul polarizării în invers a *RCT* („+" pe catod, „—" pe anod), dispozitivul nu poate bloca tensiunea aplicată, întrucît joncțiunea J_1, care în tiristoarele convenționale suportă această tensiune (vezi §.2.2.), este scurt-circuitată la terminalul de anod. În consecință, prin dispozitiv circulă un curent invers de valori mari. Astfel, la polarizarea în invers, *RCT* se comportă ca o diodă redresoare polarizată în direct (vezi figura 1.7.), fapt reflectat atît de caracteristica **I—V** din cadranul *III*, cît și de simbolul *RCT* (figura 4.12.). Întrucît dispozitivul are capabilitatea de a bloca doar tensiunea anodică aplicată în direct, întreaga structură (figura 4.11.) poate fi conturată sub un singur unghi (pozitiv pentru joncțiunea J_2 care blochează tensiunea) [11], ceea ce : a) este convenabil din punct de vedere tehnologic ; b) permite păstrarea unei arii mari a catodului (vezi §.3.5.4.1.).

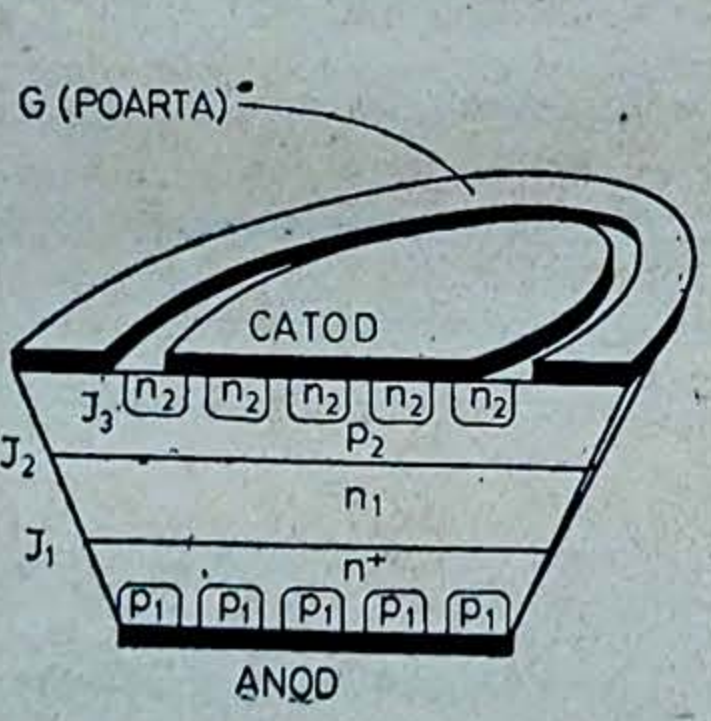


Fig. 4.11. Structura unui tiristor cu conducție în invers (*RCT*).

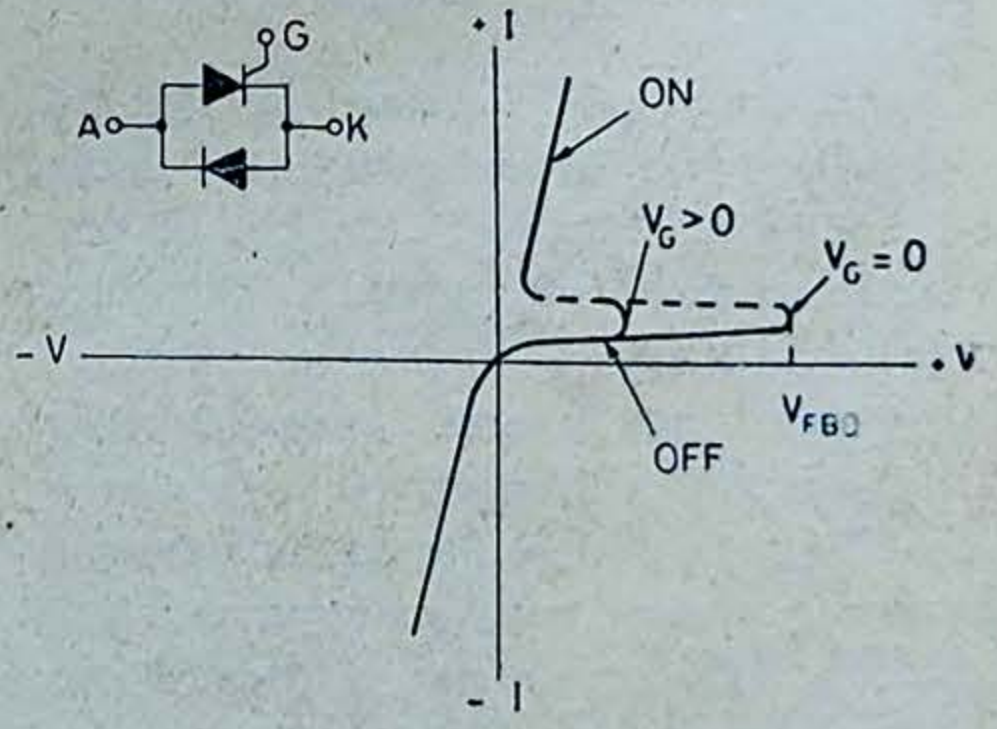


Fig. 4.12. Caracteristica de ieșire *curent* (I) — *tensiune* (V) a unui tiristor cu conducție în invers (*RCT*) și simbolul dispozitivului.

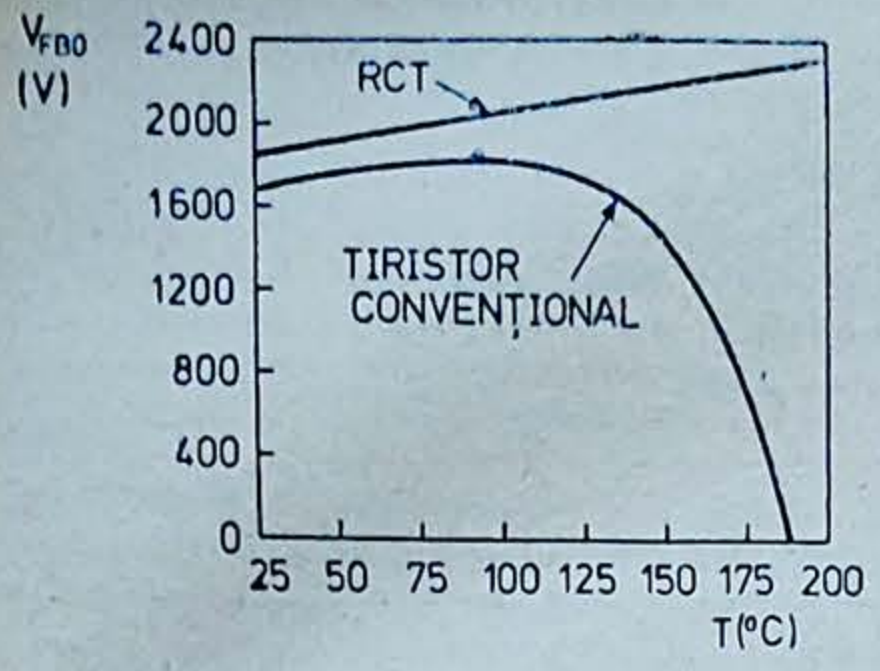


Fig. 4.13. Dependența tipică de temperatură a tensiunii maxime de blocare în direct pentru un dispozitiv *RCT* și un tiristor convențional.

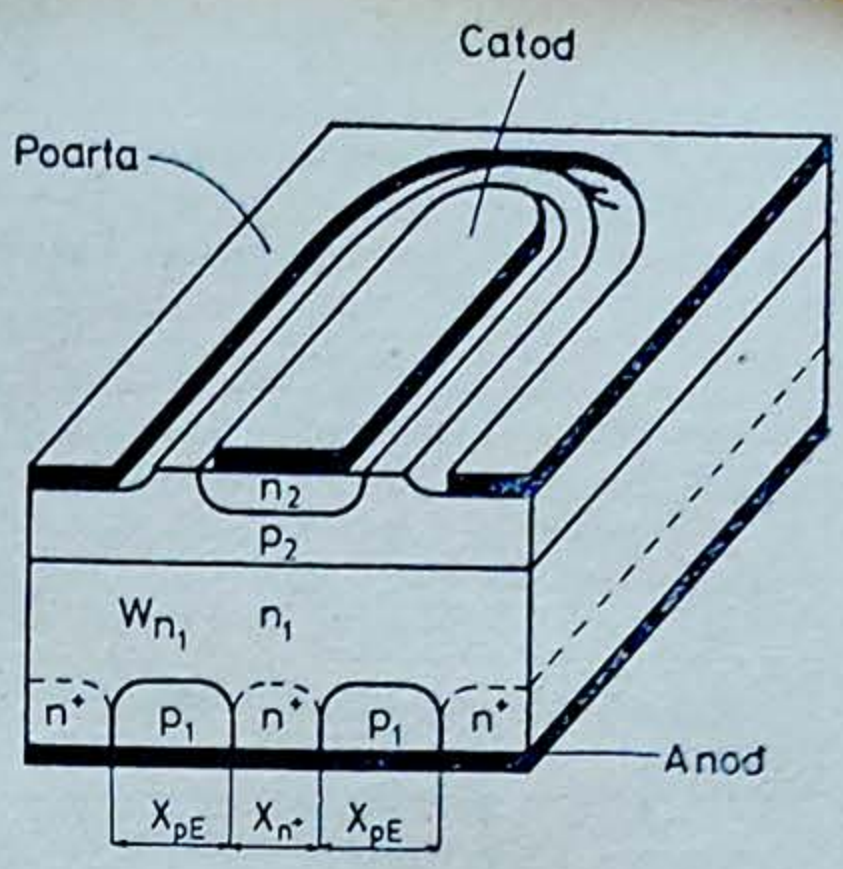


Fig. 4.14. Structura unui tiristor *RCGTO*.

Dispozitivele *RCT* posedă o serie de avantaje în comparație cu tiristoarele convenționale, care au doar șunturi de catod. În primul rînd, datorită prezenței șunturilor de catod și anod (figura 4.11.), comportamentul *RCT* în starea de blocare în direct este cvasi-independent față de variațiile factorilor de cîștig în curent α_{pnp} și α_{npn}. Ca urmare valoarea tensiunii V_{FBO} (figura 4.12.) este practic egală cu tensiunea de străpungere în avalanșă a joncțiunii J_2 (vezi §.2.2.). Întrucît tensiunea de străpungere în avalanșă are un coeficient pozitiv de variație cu temperatura, tensiunea V_{FBO} a unui *RCT* crește cu temperatura joncțiunii T_{vj} (figura 4.13.). Se observă că tensiunea V_{FBO} a unui *RCT* continuă să crească la temperaturi T_{vj} de peste 150°C, în timp ce în cazul unui tiristor convențional parametrul V_{FBO} scade rapid pentru $T_{vj} > 125$°C. În consecință, un dispozitiv *RCT* poate opera la o temperatură maximă a joncțiunii mai ridicată ($T_{vj} \geqslant 150$°C) în comparație cu tiristoarele convenționale ($T_{vj} = 125$°C). Datorită acestei particularități, un dispozitiv *RCT* poate funcționa la densități mai mari ale curentului anodic în starea de conducție („*ON*“) decît un tiristor convențional din aceeași clasă (aria catodului și capsule identice) [11]. În al doilea rînd, un dispozitiv *RCT* posedă inerent un timp redus de comutare din starea „*ON*“ în cea de „*OFF*“, întrucît capabilitatea unui tiristor cu șunturi de anod și de catod de a bloca tensiunea anodică reaplicată (vezi figura 5.1.) este practic independentă de acțiunea regenerativă a celor două tranzistoare componente ale structurii *pnpn*. În consecință, structura unui *RCT* se pretează la o micșorare substanțială a timpului de viață al purtătorilor minoritari din baze în scopul reducerii timpului de stingere, păstrîndu-și practic nealterată capabilitatea de blocare în direct. În al treilea rînd, prezența șunturilor în anod și catod permite imunizarea dispozitivelor *RCT* la semnale parazite generate intern, de exemplu, de „*efectul* dV/dt“ (vezi §.2.4.3.).

Tiristorele *RCGTO*, care nu au șunturi de catod (figura 4.14.), păstrează o serie de avantaje ale structurii clasice din figura 4.1. Astfel, prezența șunturilor de anod : 1) constituie o modalitate practică eficientă de micșorare a factorului de cîștig în curent α_{pnp}, ceea ce permite ameliorarea parametrilor principali de blocare pe poartă ai unui *RCGTO* (de exemplu, G_{off});

2) facilitează evacuarea rapidă prin contactul de anod a sarcinii stocate în baza groasă (n_1) a dispozitivului, fenomen care are loc în cursul fazelor de cădere (t_f) și de revenire/încheiere (t_t) ale procesului tranzitoriu de stingere, cînd tensiunea anodică crescătoare, blocată de joncțiunea J_2, „expulzează" purtătorii minoritari din baze (vezi §.2.9.1.) ; 3) asigură obținerea unei capabilități de blocare în direct ridicate, cvasi-independente de factorul de cîștig α_{pnp} ; 4) decuplează tranzistorul *pnp* din lanțul regenerativ al celor două tranzistoare componente ale structurii *pnpn* în timpul aplicării rampei dV/dt în regim static. Datorită absenței șunturilor de catod, tensiunea de blocare în invers a unui *RCGTO* este practic egală cu tensiunea de străpungere în avalanșă a joncțiunii J_3, care este de 5 V... ... 20 V (vezi §. 2.2.).

Performanțele unui dispozitiv *RCGTO* depind de geometria și dopajul șunturilor de anod, precum și de configurația verticală a structurii *pnpn* [18] [19]. Un parametru important al structurii unui *RCGTO* este **factorul de șuntare** („*shorting factor*") [19], definit ca raportul dintre extinderea X_{n+} în plan orizontal a unui șunt și extinderea laterală a regiunii emitorului de anod p_1 (X_{pE}), adiacente șuntului respectiv (figura 4.14.). Optimizarea factorului de șuntare (X_{n+}/X_{pE}) permite realizarea dispozitivelor *RCGTO* cu timpi reduși de blocare pe poartă, fără utilizarea metodelor tehnologice de micșorare a timpului de viață al purtătorilor minoritari în bazele n_1 și p_2. Această particularitate are drept consecință menținerea la valori reduse a căderii de tensiune în starea de conducție directă.

Factorul de șuntare (X_{n+}/X_{pE}) are o influență importantă asupra parametrilor principali ai tiristoarelor *RCGTO* [19]. Astfel : 1) Timpul de blocare pe poartă (t_{gq}) și sarcina stocată Q_{GQ} scad substanțial pentru valori ale factorului (X_{n+}/X_{pE}) între 0 (dispozitiv fără șunturi de anod) și 0,2. Creșterea factorului de șuntare peste valoarea de 0,25 nu mai produce efecte semnificative asupra timpului t_{gq} și sarcinii Q_{GQ} ; 2) Timpul de revenire t_t scade monoton odată cu creșterea factorului de șuntare (X_{n+}/X_{pE}). În consecință, puterea disipată în cursul procesului de blocare poate fi diminuată prin creșterea zonei șuntate a emitorului de anod (p_1) ; 3) Căderea de tensiune în direct V_T pe un dispozitiv *RCGTO* crește direct proporțional cu valoarea factorului de șuntare.

Printr-un compromis de proiectare, se pot optimiza parametrii menționați ai dispozitivelor *RCGTO* pentru valori ale factorului de șuntare (X^*_{n+}/X_{pE}) cuprinse între 0,2 și 0,3. Pe baza criteriilor de proiectare optimizate, s-au realizat tiristoare performante *RCGTO* de 2 500 V/2 000 A și 4 500 V/2 000 A [19], care constituie dispozitivele *GTO* de puterea cea mai ridicată fabricate pînă în prezent. Timpul relativ redus de blocare pe poartă t_{gq} (30 μs) al acestor dispozitive a fost obținut exclusiv pe baza utilizării șunturilor de anod. Renunțarea la metodele tehnologice de reducere a timpului de viață al purtătorilor minoritari a permis menținerea căderii de tensiune în direct la curentul anodic nominal sub 2 V. Aceste dispozitive *RCGTO* posedă o excelentă capabilitate în suprasarcină de curent ($\geqslant 14$ kA) și o sensibilitate ridicată la amorsarea pe poartă ($I_{GT} = 0{,}8$ A ; $t_{gt} = 6$ μs). Tiristorele *RCGTO* de tensiuni înalte se realizează pe plachete de tip *n* cu rezistivitatea de 200 ohm·cm...250 ohm·cm. conform fluxului tehnologic detaliat în conjuncție cu figura 3.22.

Dispozitivele de tip *RCGTO* sînt utilizate în invertoare și choppere funcționînd la frecvențe relativ ridicate (vezi §.6.6.). În aceste aplicații, valorile reduse ale timpului de blocare și ale căderii de tensiune în direct joacă un rol important [4] — [6] [8].

4.2.4. Tiristoare *GTO* cu poartă ingropată

În **tiristoare *GTO* cu poartă ingropată (BG GTO = *Buried-Gate* GTO)** terminalul de comandă (G) este conectat la zonele de tip p, puternic dopate cu impurități acceptoare (p^+), denumite *griduri* și situate în interiorul bazei p_2 (figura 4.15, *a*.). Grid urile p^+ constituie căi preferențiale, de rezistență ohmică scăzută, utilizate pentru evacuarea nestingherită a curentului din baza p_2 înspre contactul de poartă (G) în cursul procesului tranzitoriu de blocare al tiristoarelor *GTO* [6] [8] [20]. Implementarea gridurilor îngropate p^+ — în scopul extragerii eficiente a curentului din baza p_2 — permite totodată reducerea nivelului de dopare cu impurități acceptoare a stratului p_2 în proximitatea joncțiunii J_3, ceea ce are ca efect benefic creșterea substanțială a tensiunii de străpungere BV_{GK} (vezi comentariile legate de figurile 3.6. și 4.7.). Sporirea tensiunii de străpungere poartă-catod BV_{GK} permite creșterea curentului maxim extras pe poartă (I_{GRM}) și, implicit, a curentului anodic maxim-controlabil la blocare I_{TQRM} (vezi relațiile 3.2. și 3.3.). Utilizarea porții îngropate are ca rezultat creșterea efectivă a suprafeței emitorului de catod, ceea ce mărește atît aria afectată conducției curentului în direct, cît și conductanța termică a structurii. În proiectarea gridurilor îngropate p^+ se pot utiliza criteriile detaliate în §.5.3.3.

Prin realizarea bazei p_2 pe baza tehnologiei epitaxiale, s-au fabricat tiristoare *BGGTO* performante de 1 200 V/1 200 A, avînd tensiuni de străpungere poartă-catod de $BV_{GK} = 60$ V [6] [20]. Conceptul de *„poartă îngropată“* poate fi utilizat în conjuncție cu șunturile de anod în scopul ameliorării performanțelor *GTO* [8]. Structura unui asemenea tiristor (figura 4.16.) îmbină avantajele dispozitivelor *RCGTO* și *BGGTO*.

4.3. TIRISTOARE *GTO* CU DOUĂ NIVELE DE INTERDIGITARE *(TIL GTO)*

4.3.1. Considerații generale

Ameliorarea constantă a performanțelor tiristoarelor *GTO* în perioada 1975—1982 s-a efectuat prin două abordări interdependente (vezi §.4.1.) : 1) rafinarea tehnicilor convenționale de interdigitare a porții și catodului [1] [3] —

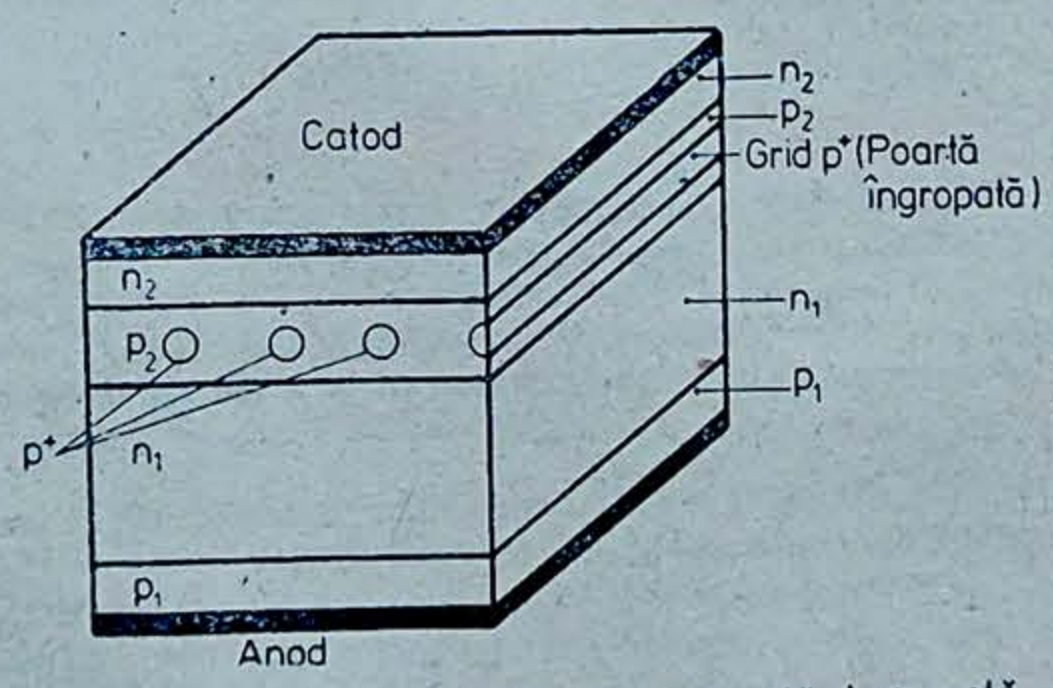


Fig. 4.15. Structura unui tiristor cu poartă îngropată (*BGGTO*).

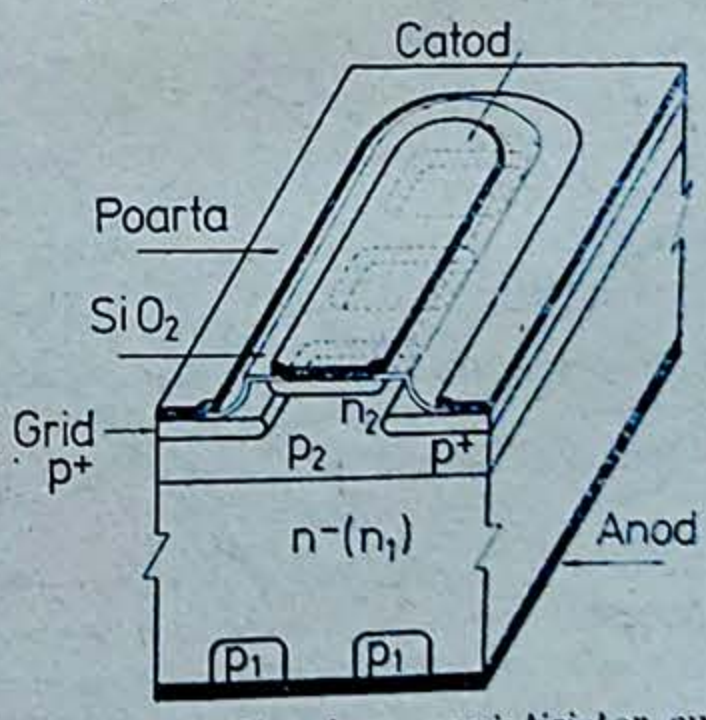


Fig. 4.16. Structura unui tiristor cu poartă îngropată (*BGGTO*) și șunturi de anod.

[6] [8] — [12] ; 2) manipularea grosimii/dopajului bazei p_2 [1] — [6] [8] [9]. Posibilităţile de ameliorare pe aceste căi a parametrilor de stingere ai tiristoarelor *GTO* sînt însă practic epuizate, datorită limitărilor structural-tehnologice detaliate în §.3.2. Îmbunătăţiri marcante ale performanţelor dispozitivelor *GTO* nu mai pot fi obţinute nici în conjuncţie cu modificările structurii verticale *pnpn* : soluţiile descrise în §.1.2. şi-au atins treptat limitele de eficienţă. Depăşirea limitelor inerente abordărilor „tradiţionale" a devenit posibilă prin rezultatele a două direcţii noi de cercetare, care s-au evidenţiat în ultimii ani. Una dintre abordările promiţătoare se bazează pe evoluţia dispozitivelor *pnpn* cu poartă izolată (*MOS*), în special pe rafinarea conceptului de *tiristor MOS GTO* (vezi (§.5.4.). Cea de a doua soluţie, care s-a impus în ultimii ani, se numeşte *„dublă interdigitare"* (*„double-interdigitation"*) sau *„două nivele de interdigitare "* (**TIL** — **T***wo* **I***nterdigitatation* **L***evels*) a configuraţiei poartă – catod [1] [6].

Configuraţia cu dublă interdigitare (*TIL*), a cărei implementare tehnologică este extrem de simplă, permite relaxarea strînsei interdependenţe — relevate în tiristoare *GTO* convenţionale (cu un singur nivel de interdigitare) — dintre parametrii electrici ai dispozitivelor şi rezistenţa laterală a bazei p_2 (vezi §.3.2.). Diminuarea marcantă a importanţei parametrilor tehnologici ai bazei p_2 facilitează optimizarea simultană a performanţelor electrice dinamice şi statice ale tiristoarelor *TIL GTO*. Realizarea tiristoarelor *GTO* cu două nivele de interdigitare (*TIL GTO*) de medie şi de mare putere a relevat următoarele trăsături distinctive ale conceptului *TIL* [1] [9] [22[— [38] : 1) abilitatea sa intrisecă de a spori substanţial densitatea curentului anodic maxim-controlabil de poartă (j_{TQRM}) simultan cu creşterea cîştigului la blocare G_{off} ; 2) capacitatea de a asigura comutarea fiabilă a densităţilor mari de putere la frecvenţe de lucru relativ înalte, inclusiv în cazul funcţionării dispozitivelor pe sarcini inductive ; 3) abilitatea de a controla riguros timpul de blocare t_{gq} fără utilizarea şunturilor de anod, ceea ce conservă capabilitatea de blocare în invers a tiristoarelor ; 4) capacitatea de a asigura o sensibilitate ridicată la semnale de amorsare pe poartă, care este însoţită de o imunitate la semnale parazite (capabilitatea înaltă în dV/dt) ; 5) menţinerea pierderilor în conducţie directă la valori reduse. Implementarea conceptului *TIL* în tranzistoare bipolare de putere şi în tiristoare cu blocare asistată de poartă (vezi §.5.2.) a condus la crearea unei noi familii de dispozitive semiconductoare de putere cu performanţe ameliorate, avînd ca numitor comun identitatea configuraţiei poartă (bază) — catod(emitor) [42] — [47].

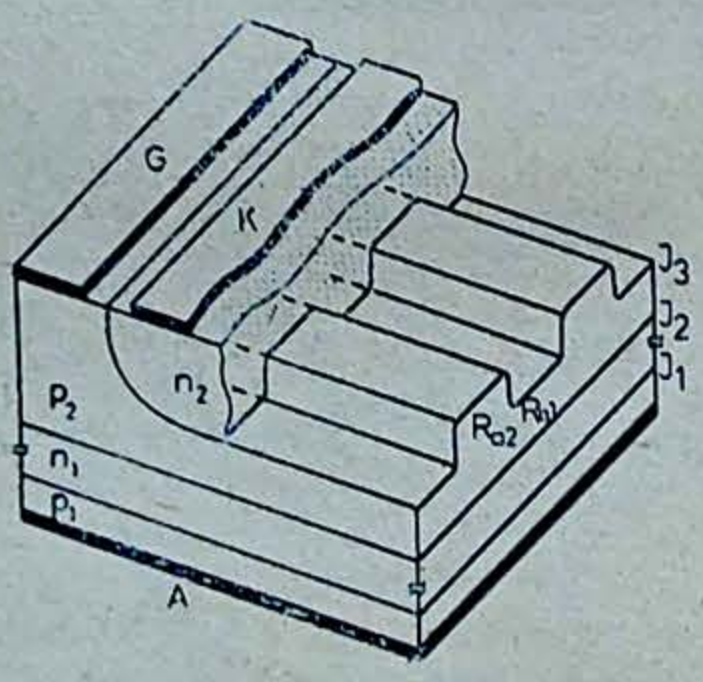


Fig. 4.17. Secţiune transversală printr-un tiristor cu blocare pe poartă (*GTO*) cu două nivele de interdigitare (TIL — *two Interdigitation levels*).

4.3.2. Structura tiristoarelor TIL GTO

Structură tiristoarelor *GTO* cu două nivele de interdigitare (*TIL*) este prezentată în figura 4.17. Particularitatea distinctivă a configuraţiei poartă-catod este dictată de existenţa zonelor adînci şi subţiri ale emitorului n_2. Întregul strat de catod n_2 este subdivizat în asemenea zone, care alternează între ele. Rezistenţa pe pătrat $R_{\square 2}$ a bazelor groase p_2, situate sub secţiunile

subțiri ale catodului n_2, este mult mai mică decît rezistența pe pătrat $R_{\square 1}$ a bazelor p_2 subțiri, locate sub zonele mai adînci ale emitorului n_3 ($R_{\square 2} \leqslant R_{\square 1}$). În consecință, regiunile bazei p_2, situate sub zonele subțiri ale emitorului n_2, constituie căi de rezistență laterală extrem de scăzută în comparație cu regiunile p_2 de sub zonele mai adînci ale stratului n_3. Aceste canale de rezistență ohmică scăzută constituie căi preferențiale de acces în structura *GTO* prin intermediul semnalelor aplicate pe poarta *G* (vezi figurile 4.20 și 4.21). Destinația funcțională principală a zonelor p_2 mai groase este tocmai de a asigura căi preferențiale de *extragere nestingherită* a curentului din structură spre terminalul *G* în cursul procesului tranzitoriu de blocare al tiristoarelor *GTO*. Aceeași cale de evacuare spre contactul de poartă este rezervată și curenților paraziți generați în structura *GTO* (de exemplu, prin *efectul dV/dt*) [1] [9] [22]—[28]. Configurația poartă-catod cu două nivele de interdigitare (*TIL*) este implementată pe zonele alternate adînci și subțiri ale catodului n_2. Primul nivel de interdigitare este standard pentru tiristoarele *GTO*, constînd din întrepătrunderea metalizărilor de poartă și catod (vezi figurile 2.24 și 2.25). Cel de al doilea nivel de interdigitare este structurat pe zonele subțiri ale stratului n_2. Această configurație cu dublă interdigitare subdivide practic întreaga structură verticală a *GTO* într-o serie de tiristoare elementare. Fiecare dintre aceste mini-tiristoare conține o secțiune *pnpn* „standard", cu baza p_2 subțire, adiacentă unei celule elementare *pnpn*, denumită *„cvasi-neregenerativă"**, avînd o bază p_2 relativ groasă și un emitor n_2 subțire (figura 4.17). Secțiunile *pnpn* standard conferă dispozitivelor *TIL GTO* caracteristicile electrice tipice ale tiristoarelor convenționale performante, în timp

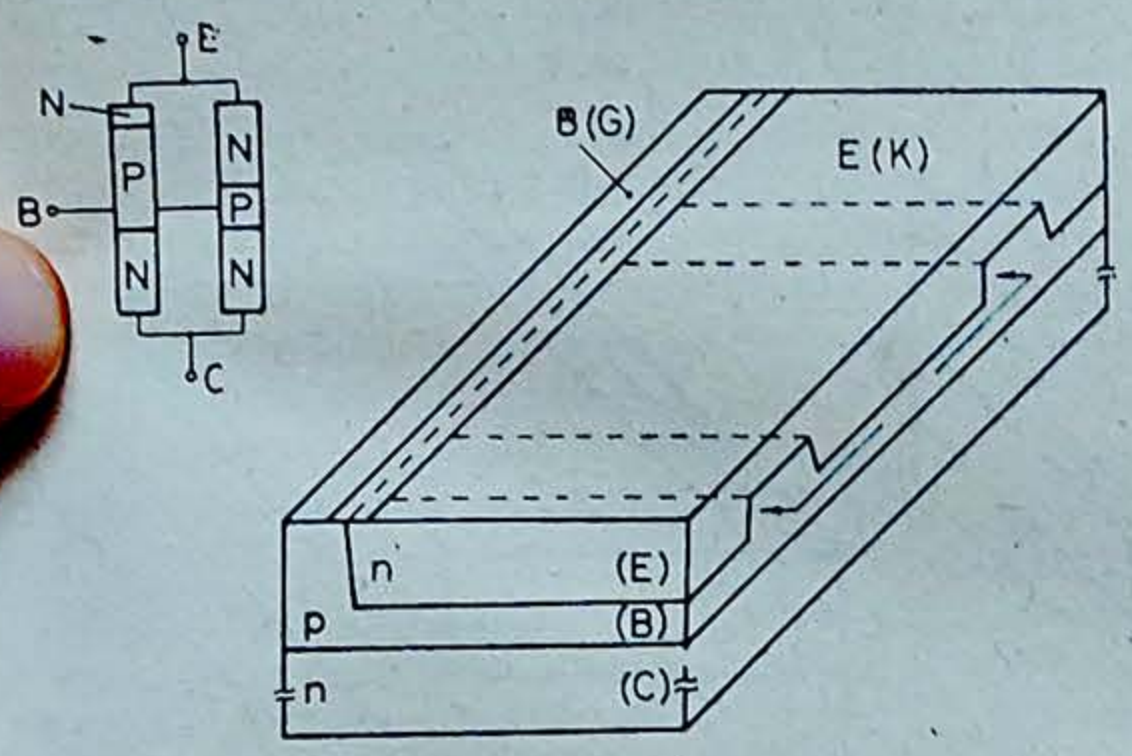


Fig. 4.18. Schema echivalentă simplificată a secțiunii *npn* a tiristorului *GTO* cu două nivele de interdigitare (*TIL*), formată din două tranzistoare *npn*, unul cu bază *p* subțire, celălalt cu bază *p* groasă, conectate în paralel.

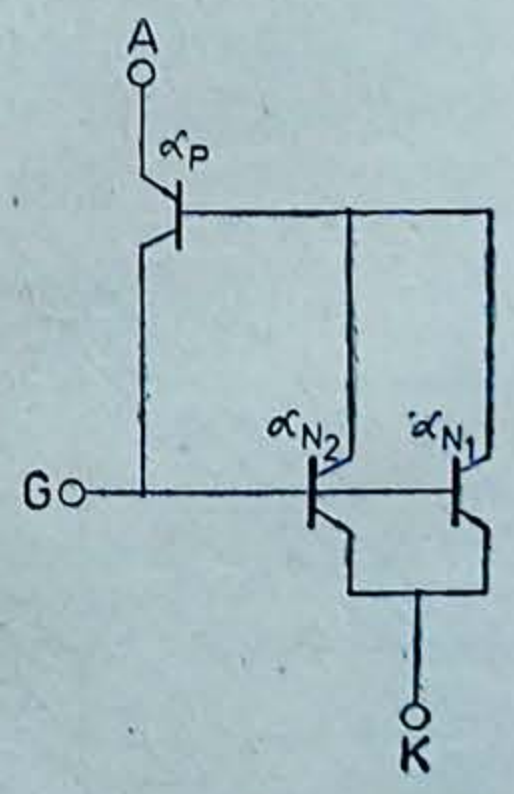


Fig. 4.19. Schema echivalentă simplificată a unui mini-tiristor cu două nivele de interdigitare (*TIL*), avînd o secțiune *pnpn* cu bază p_2 subțire adiacentă unei structuri *pnpn* cu bază groasă (notația „1" se referă la structura cu baza p_2 subțire, notația „2" — la structura cu baza p_2 groasă).

* Denumirea provine tocmai din faptul că prezența bazei groase p_2 în structura unui tiristor micșorează cîștigul în curent al tranzistorului *npn* component (α_{npn}), inhibînd astfel procesele regenerative tipice funcționării dispozitivului [1] [9] [22]—[24] (vezi și (§ 4.2).

ce secțiunile *pnpn* cvasi-neregenerative au rolul de a ameliora radical comportamentul dinamic la stingere. Schema echivalentă simplificată a mini-tiristoarelor *TIL GTO* este formată din două tranzistoare *npn* conectate în paralel (figura 4.18), care sînt alimentate de către tranzistorul *pnp* component al structurii (figura 4.19). Cîștigul în curent α_{N1} (α_{npn1}) al tranzistorului component *npn* cu bază subțire este inerent superior factorului de cîștig α_{N2} (α_{npn2}) al tiristorului cu bază groasă ($\alpha_{N1} > \alpha_{N2}$)* [9] [26]—[28].

Se remarcă faptul că implementarea conceptului de dublă interdigitare (*TIL*) necesită modificări minore ale geometriei poartă-catod. Aceste modificări sînt operate doar asupra tranzistorului *npn* dintr-un tiristor *GTO* convențional, în timp ce tranzistorul *pnp* component al structurii nu suferă alterări constructive (exceptînd grosimile diferite ale colectorilor aferenți celor două tranzistoare *npn*, vezi figura 4.18). De notat modalitatea simplă de implementare a conceptului *TIL* în tranzistoare bipolare *npn* (figura 4.18).

4.3.3. Principii de funcționare

La aplicarea semnalului pozitiv de comandă pe poartă, curentul de inițiere al procesului de amorsare este injectat în structura unui *TIL GTO* prin canalele de rezistivitate scăzută din bazele p_2 groase (figura 4.20). Conducția incipientă a curentului anodic prin tiristor se stabilește cu precădere de-a lungul secțiunilor *pnpn* standard (cu baza p_2 subțire), avînd un factor de cîștig α_{N1} al tranzistorului *npn* superior ca valoare omologului său (α_{N2}) din secțiunea *pnpn* cvasi-neregenerativă. Ca urmare a acestui mecanism specific de aprindere, dispozitivele *TIL GTO* posedă o sensibilitate ridicată la semnalele pozitive aplicate pe poartă, ceea ce se traduce prin valori reduse ale parametrilor I_{GT}, V_{GT}, I_L, t_{gd} și t_r (vezi § 4.3.7 și § 4.3.8).

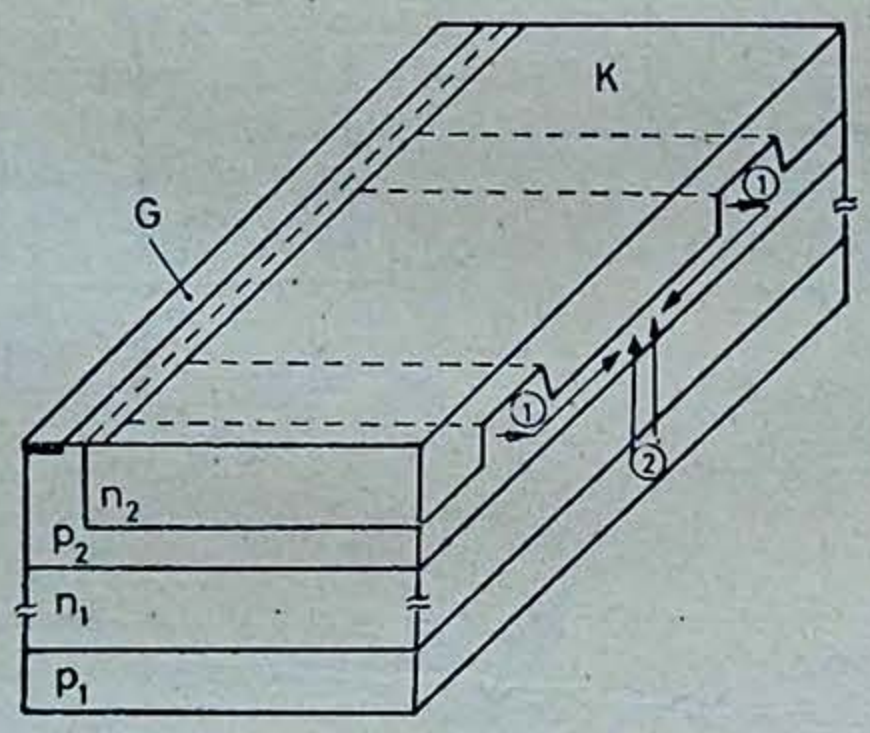


Fig. 4.20. Ilustrarea secvențelor de amorsare pe poartă a unui tiristor *GTO* cu două nivele de interdigitare (*TIL*): 1. injecția curentului de poartă în baza p_2 groasă; 2. stabilirea conducției curentului în direct de-a lungul secțiunilor *pnpn* cu bază p_2 subțire.

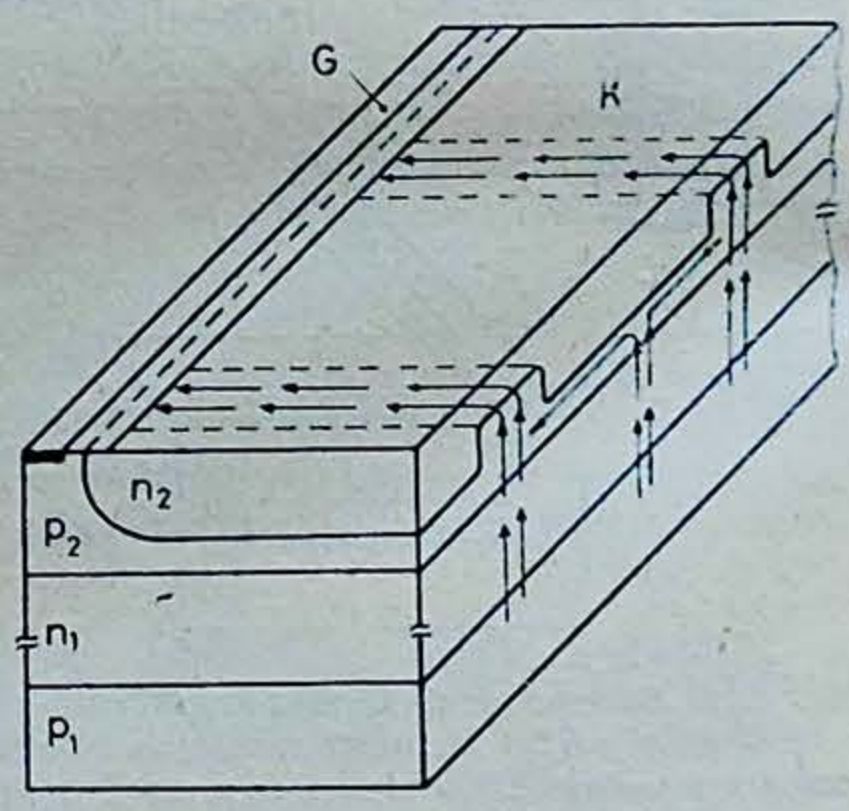


Fig. 4.21. Ilustrarea traseelor de evacuare a curentului din structura unui tiristor *GTO* cu două nivele de interdigitare (*TIL*) în timpul procesului tranzitoriu de blocare pe poartă.

* Notația 1 se referă în continuare la secțiunea *pnpn* standard, iar cea de 2 — la secțiunea *pnpn* cvasi-neregenerativă.

În starea de conducție directă (*ON*), repartiția curentului anodic între secțiunile *pnpn* standard (cu baza p_2 subțire) și cele cvasi-neregenerative (cu baza p_2 groasă) este dictată de corelația dintre valorile factorilor de cîștig α_{N1} și α_{N2} (figura 4.19). Astfel, la densități reduse ale curentului anodic ($j_T < 50$ A/cm^2), cînd $\alpha_{N1} > \alpha_{N2}$, conducția curentului menționat este asigurată în principal de secțiunile *pnpn* standard ale tiristoarelor. Pe măsura apropierii valorii factorului α_{N2} de cea a cîștigului α_{N1} (vezi figura 4.27), zonele *pnpn* cvasi-neregenerative preiau conducția unei fracțiuni crescînde a curentului anodic. Ca urmare, la densități mari ale curentului anodic, întreaga suprafață a catodului este „forțată" să intre în conducție directă (vezi § 4.3.4). Relaxarea încărcării în curent a zonelor adînci ale catodului n_2 la nivele mari de injecție limitează valoarea căderii de tensiune în direct V_{TM} și este benefică din punctul de vedere al fiabilității electrotermice [9] [26].

În urma declanșării procesului de blocare (prin negativarea porții), fracțiunea curentului anodic, asociată în conducție directă secțiunilor *pnpn* cvasi-neregenerative, este evacuată *nemijlocit* spre terminalul *G* via canalele preferențiale de sub zonele subțiri ale stratului n_2 (figura 4.21). Întrucît baza p_2 de sub aceste zone este relativ groasă și puternic dopată cu impurități, avînd valori scăzute ale rezistenței pe pătrat ($R_{\square_2}$), căderea de tensiune de-a lungul canalelor preferențiale de evacuare a curentului spre poartă este nesemnificativă. Pe măsura desfășurării procesului de stingere, fracțiunea curentului anodic, asociată în starea *ON* secțiunilor *pnpn* standard, este deviată treptat dinspre catozii n_2 adînci înspre zonele n_2 superficiale, urmînd apoi calea „preferențială" de evacuare spre poartă (figura 4.21). Întrucît evacuarea curentului anodic spre contactul de poartă (*G*) are loc aproape integral prin canalele de rezistență extrem de scăzută situate sub zonele n_2 subțiri, printr-o proiectare optimală a geometriei *TIL*, polarizarea în invers a joncțiunii poartă-catod poate fi menținută la nivele cu mult inferioare tensiunii de străpungere BV_{GK} (vezi § 4.3.5 și § 4.3.6). Cu alte cuvinte, tensiunea de străpungere poartă-catod BV_{GK}, care are o importanță crucială în tiristoarele *GTO* convenționale, nu mai constituie un factor limitativ al curentului anodic I_{TQRM} în dispozitivele *TIL GTO*. Valoarea parametrului I_{TQRM} al dispozitivelor *TIL GTO* este limitată superior doar de impedanța termică $Z_{th\,j-c}$ [1] și/sau de fenomenele electrotermice induse de tensiunea anodică re-aplicată cu rata dV_D/dt (vezi § 2.9).

Existența celui de al doilea nivel de interdigitare facilitează cotrolul riguros al porții asupra parametrilor procesului de blocare. Astfel, evacuarea nestingherită a curentului din baza p_2 în cursul fazei de stocare permite întreruperea curentului anodic cu ajutorul unui semnal de poartă avînd o valoare redusă, ceea ce implică sporirea cîștigului la blocare G_{off}. Alternativ, maximizarea semnalului negativ de stingere I_{GRM} determină evacuarea rapidă a sarcinii excedentare din structura *TIL GTO*, deci diminuarea marcantă a timpului de stocare.

Conceptul *TIL* permite extinderea dimensiunilor zonei finale de conducție a curentului anodic la începutul fazei de cădere t_f (vezi figura 1.29). Acest aspect rezultă din compararea mecanismului de constricție al curentului anodic într-un tiristor *GTO* interdigitat convențional și într-un dispozitiv *TIL GTO* (figura 4.22). Se remarcă faptul că într-un tiristor *GTO* convențional extragerea sarcinii spre terminalul de comandă (*G*) antrenează constricția curentului anodic înspre centrul catodului de lățime ($2a$). Fișia zonei finale în conducție se află situată *în paralel* cu contactul de poartă *G* (figura 4.22, *a*). Întrucît evacuarea sarcinii din structura tiristoarelor *TIL GTO* se efectuează cu precădere prin bazele p_2 groase, zonele finale de conducție ale curentului

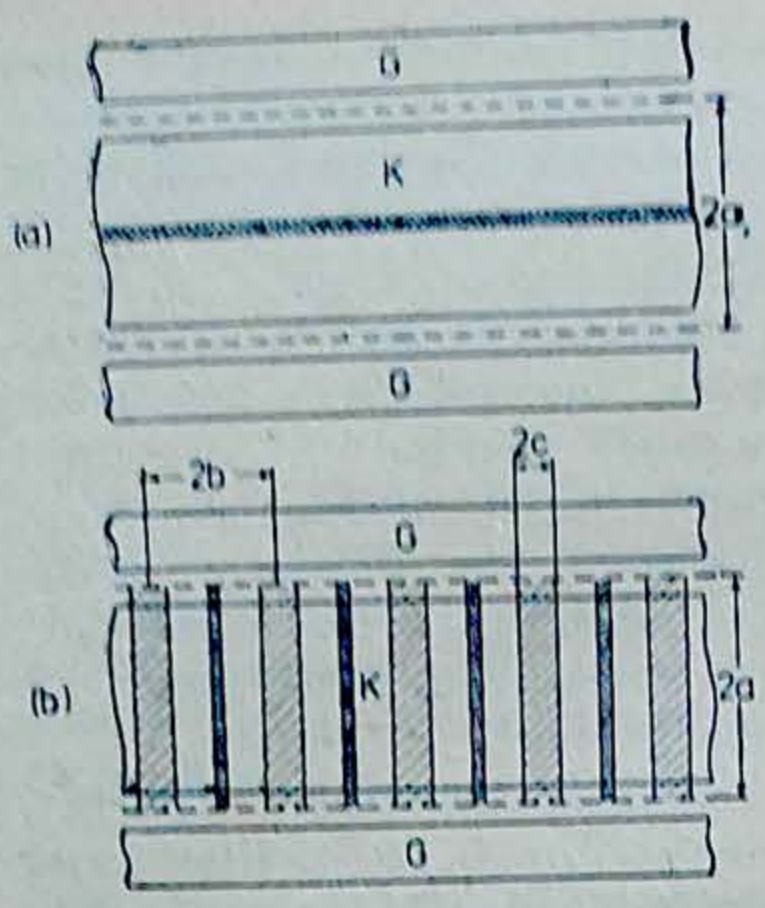
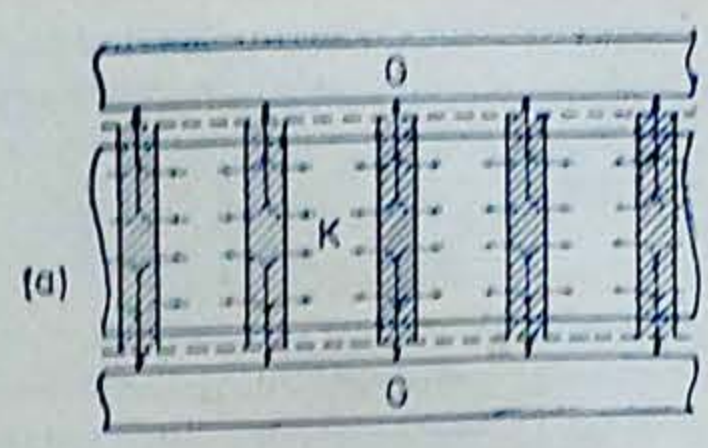


Fig. 4.22. Ilustrarea comparativă a zonelor finale de conducție ale curentului anodic (zonele dublu hașurate) într-un tiristor *GTO* convențional (*a*) și într-un dispozitiv *TIL GTO* (*b*) de arii și structuri identice. (2*a* este lățimea catodului, 2*b* este distanța dintre centrele a două canale colectoare adiacente, 2*c* este lățimea unui canal colector situat sub zonele n_2 subțiri). De notat că fiecărei lungimi 2*b* a zonei finale de conducție a curentului anodic într-un tiristor *GTO* interdigitat convențional îi corespunde o lungime 2*a* a aceleiași zone într-un dispozitiv *TIL GTO*. Întrucît $a > b$, zona finală de constricție a curentului anodic în tiristoarele *TIL GTO* este inerent superioară celei din dispozitivele *GTO* interdigitate convențional.



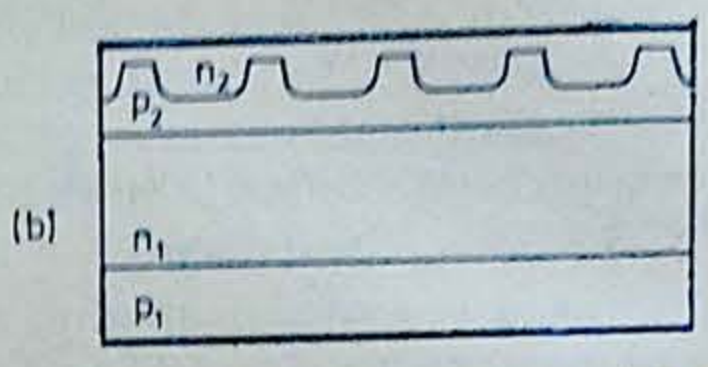


Fig. 4.23. Vederea de sus (*a*) și secțiunea transversală (*b*) a unui tiristor *TIL*, cu indicarea prin săgeți a căilor de evacuare spre contactul de poartă a curentului anodic condus inițial de zonele *pnpn* standard. (Regiunile hașurate aparțin celui de al doilea nivel de interdigitare, care contribuie substanțial la evacuarea rapidă și uniformă spre contactul de poartă a curentului anodic din întreaga structură a dispozitivului).

anodic se află situate *în paralel* cu canalele preferențiale din bazele p_2, avînd lungimea 2*a* (figura 4.22, *b*). Lățimea (2*a*) a catodului fiind, de regulă, mai mare decît distanța (2*b*) dintre centrele canalelor de extragere adiacente ($a > b$), dimensiunile efective ale zonei finale de conducție sînt inerent mai extinse în dispozitivele *TIL GTO* în comparație cu tiristoarele *GTO* identice, interdigitate convențional (figura 4.22) : fiecărei lungimi (2*b*) a zonei finale de conducție a curentului anodic într-un tiristor *GTO* standard îi corespunde o lungime (2*a*) a aceleiași zone într-un dispozitiv *TIL GTO*. În consecință, în decursul fazei de cădere t_f a curentului anodic — presupus a avea aceeași valoare pentru ambele dispozitive — densitatea puterii disipate va fi inerent mai redusă într-un *TIL GTO* în comparație cu un tiristor *GTO* identic, interdigitat convențional. Această particularitate se traduce prin încălzirea locală mult redusă a tiristoarelor *TIL GTO* în cursul procesului de blocare, deci prin fiabilitatea electrotermică sporită a acestor dispozitive [1] [9] [22]—[30]. Prin repartizarea optimală a zonelor n_2 subțiri pe suprafața catodului, se poate asigura extragerea uniformă a curentului pe poartă din orice zonă a bazei p_2 (figura 4.23). Pe această cale se previne „*agățarea*“ (aglomerarea) curentului

anodic în cursul fazei t_f doar în cîteva zone de conducție, fapt care determină supraîncălzirea localizată și, în final, distrugerea tiristoarelor *GTO* convenționale (vezi § 2.9).

În cazul generării unui curent parazit (rezidual sau capacitiv) în structura tiristoarelor *TIL GTO*, bazele p_2 groase se manifestă în calitate de canale colectoare ale acestui curent, fapt care permite imunizarea dispozitivelor față de tendințele amorsării parazite (vezi § 4.3.6 și figura 5.8).

În comparație cu alte soluții constructive/tehnologice preconizate pentru tiristoarele *GTO*, conceptul *TIL* se remarcă prin simplitatea sa. Unicitatea configurației *TIL* derivă din capacitatea sa de a disocia parametrii bazei p_2 ($R_{\square P}$) de caracteristicile electrice ale dispozitivelor, corelație care constituie un impediment crucial în îmbunătățirea performanțelor tiristoarelor *GTO* convenționale (vezi § 3.2, § 4.1, § 4.2). În cursul procesului tranzitoriu de blocare al dispozitivelor GTO_s prezența configurației TIL are următoarele avantaje [1] [9] [22]—[38] :

1. Oferă posibilitatea extragerii rapide și uniforme a curentului anodic de-a lungul căilor de rezistență redusă din baza p_2, chiar din zonele mai îndepărtate de metalizările porții ;
2. Extinde aria finală de conducție a curentului anodic ;
3. Atenuează substanțial influența limitativă a tensiunii de străpungere poartă-catod BV_{GK} asupra parametrilor procesului de stingere.

4.3.4. Particularități ale procesului de conducție în direct

Atunci cînd tiristorul *TIL GTO* se află în conducție directă (*ON*), iar semnalul de poartă este suprimat ($I_G = 0$), curentul anodic (I_A), identic egal cu cel de catod (I_K), se exprimă prin (figura 4.24) :

$$I_T = I_A = I_K = I_1 + I_2 \tag{4.2}$$

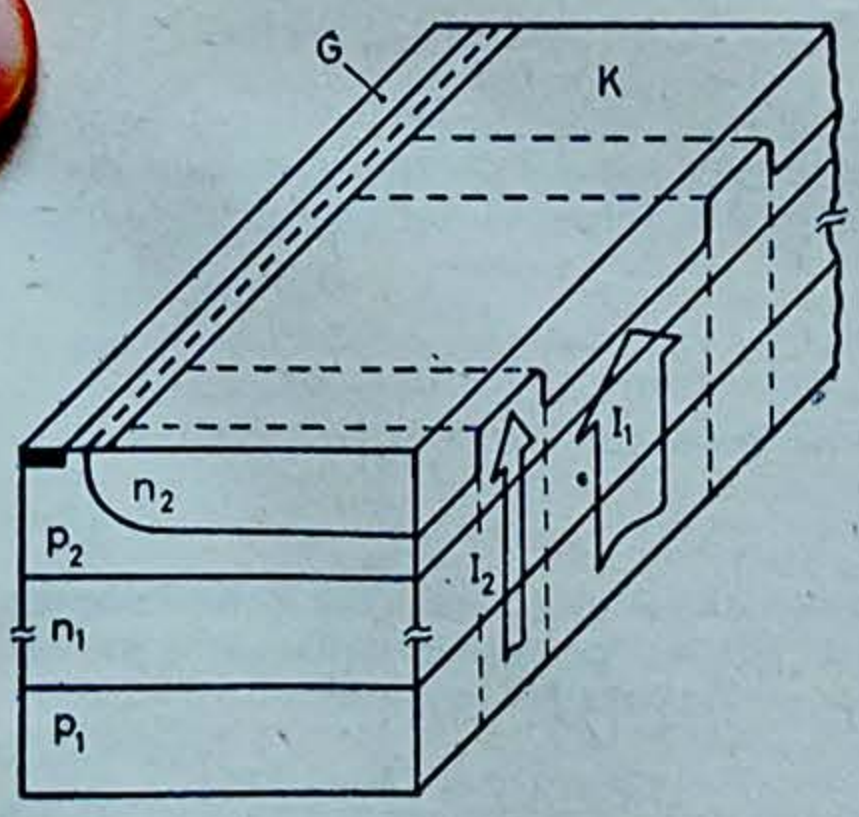


Fig. 4.24. Ilustrarea schematică a componentelor I_1 și I_2 ale curentului anodic în starea de conducție directă a tiristorului *TIL GTO*.

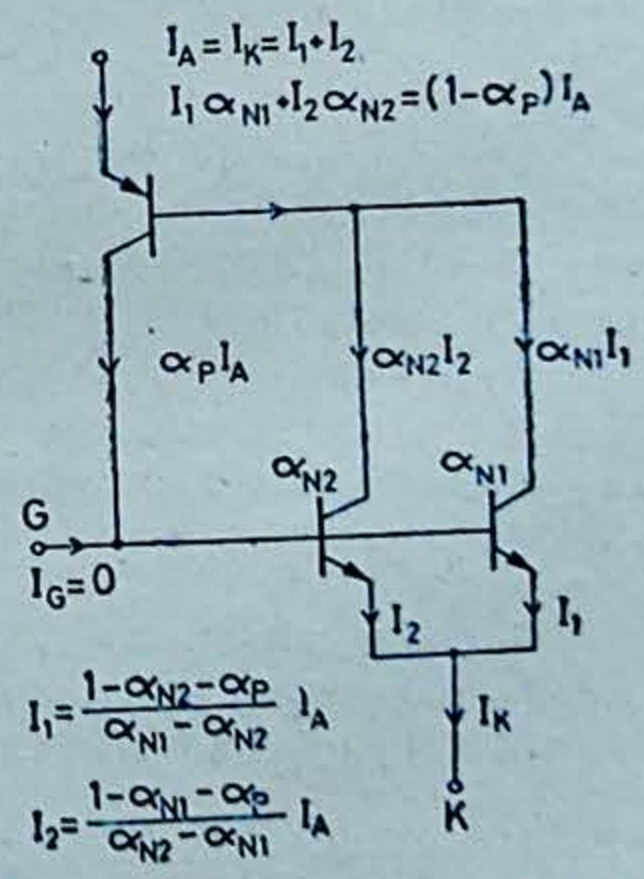


Fig. 4.25. Circuitul echivalent din trei tranzistoare a structurii tiristorului *TIL GTO*, cu indicarea curenților principali în starea de conducție directă.

Fracțiunea I_1 a curentului anodic străbate secțiunile *pnpn* standard (cu baza p_2 subțire), iar secțiunile *pnpn* cvasi-neregenerative (cu baza p_2 groasă) asigură conducția fracțiunii I_2 a curentului [9] [26] [28]. Valorile efective ale fracțiunilor I_1 și I_2 în care se subîmparte curentul anodic I_A sînt determinate de nivelul acestui curent, prin intermediul factorilor de cîștig în curent α_{N1} și α_{N2}, corespunzînd celor două secțiuni *npn* ale tiristorului *TIL GTO* (vezi figura 4.19). Utilizînd schema echivalentă a dispozitivului *TIL GTO* formată din trei tranzistoare, bilanțul curenților relevanți ai structurii, aflate în conducție directă, se exprimă conform legii a I-a a lui Kirchhoff astfel (figura 4.25) :

$$I_1 \cdot \alpha_{N1} + I_2 \cdot \alpha_{N2} = (1 - \alpha_P) I_A \tag{4.3}$$

unde : α_{N1}, α_{N2} și α_P sînt factorii de cîștig în curent ai celor trei tranzistoare (vezi figura 4.19).

Prin soluționarea ecuațiilor (4.2) și (4.3), curenții I_1 și I_2 rezultă sub forma [9] [26] [27] [30] :

$$I_1 = \frac{1 - \alpha_{N2} - \alpha_P}{\alpha_{N1} - \alpha_{N2}} I_A \tag{4.4}$$

$$I_2 = \frac{1 - \alpha_{N1} - \alpha_P}{\alpha_{N2} - \alpha_{N1}} I_A \tag{4.5}$$

Raportul celor doi curenți se obține sub forma :

$$r = \frac{I_1}{I_2} = - \frac{1 - \alpha_{N2} - \alpha_P}{1 - \alpha_{N1} - \alpha_P} \tag{4.6}$$

Raportul r fiind întotdeauna pozitiv, numărătorul și numitorul relației (4.6) trebuie să fie de semne contrare. Întrucît tranzitorul *npn* cu baza subțire are un factor de cîștig în curent superior celui al tranzistorului *npn* cu baza groasă ($\alpha_{N1} > \alpha_{N2}$), numărătorul relației (4.6) trebuie să fie pozitiv, iar numitorul negativ. Din examinarea relației (4.6) această condiție se detaliază astfel :

$$\alpha_{N2} < 1 - \alpha_P < \alpha_{N1} \tag{4.7}$$

Dacă cele două tranzistoare *npn*, caracterizate de factorii α_{N1} și α_{N2}, sînt înlocuite într-un dispozitiv real printr-un singur tranzistor *npn* echivalent avînd cîștigul în curent α_{Ne}, atunci din bilanțul curenților, efectuat conform relației (4.3), rezultă :

$$\alpha_{Ne} = 1 - \alpha_P \tag{4.8}$$

Cu relația (4.8), condiția (4.7) capătă forma :

$$\alpha_{N2} < \alpha_{Ne} < \alpha_{N1} \tag{4.9}$$

Întrucît fiecare factor de cîștig în curent (α_{N1}, α_{N2}, α_P, α_{Ne}) depinde de nivelul curentului anodic prin dispozitiv, ținînd seama de relația (4.8), raportul r al curenților din (4.6) se transcrie astfel [9] [26] [27] [30] :

$$r = \frac{I_1}{I_2} = - \frac{1 - \alpha_{N2}(I_2) - \alpha_P(I_1 + I_2)}{1 - \alpha_{N1}(I_1) - \alpha_P(I_1 + I_2)} = - \frac{\alpha_{Ne}(I_1 + I_2) - \alpha_{N2}(I_2)}{\alpha_{Ne}(I_1 + I_2) - \alpha_{N1}(I_1)} \tag{4.10}$$

Din (4.10) rezultă posibilitatea determinării raportului r prin măsurarea dependenței de curent a factorilor de cîștig α_{Ne}, α_{N2} și α_{N1} pentru un tranzistor *npn* cu două nivele de interdigitare, respectiv pentru structuri identice cu bază

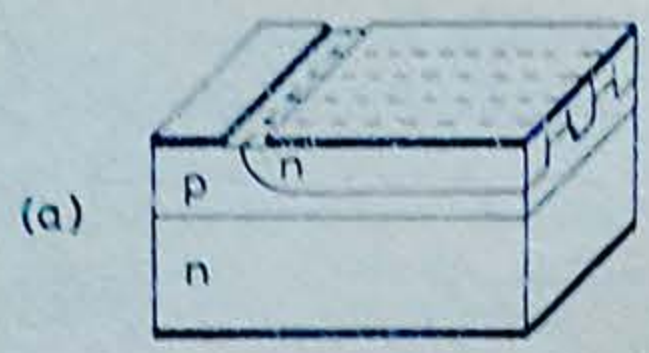


Fig. 4.26. Descompunerea unui tranzistor *npn* cu două nivele de interdigitare (*a*) într-un tranzistor *npn* cu bază *p* groasă (*b*) și un tranzistor *npn* cu bază *p* subțire (*c*).

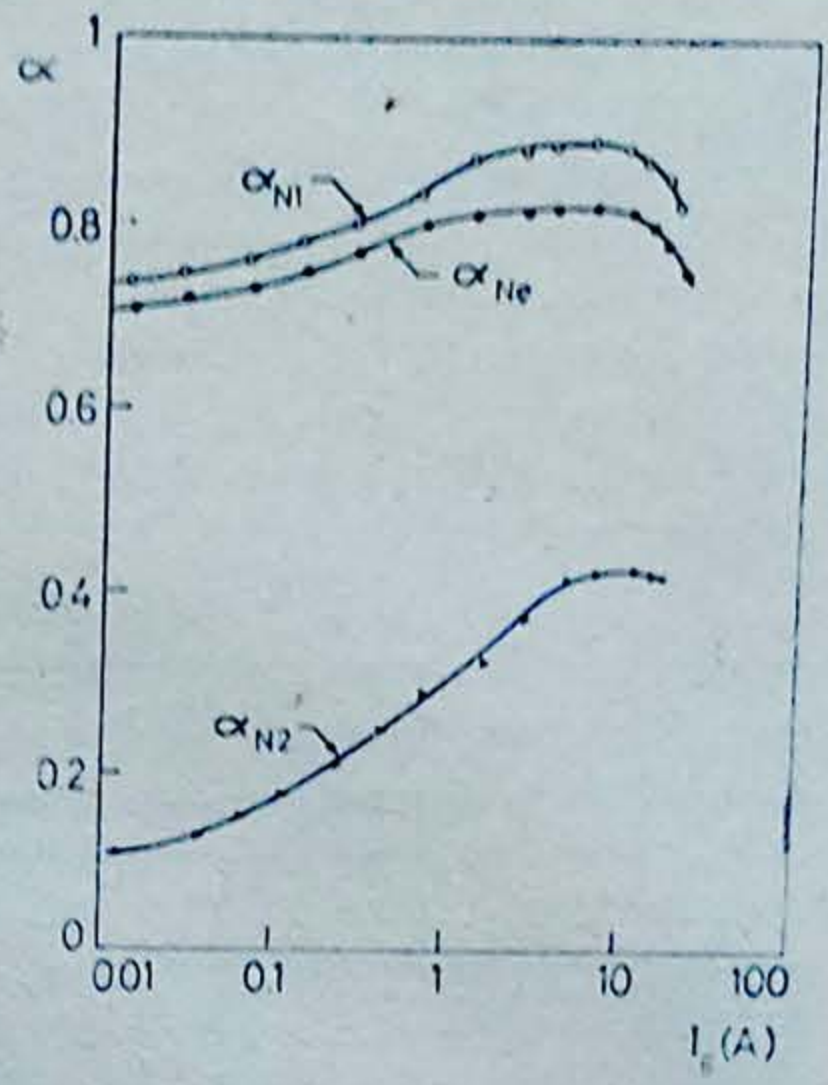


Fig. 4.27. Dependența experimentală a factorilor de cîștig în curent α_{N1}, α_{N2} și α_{N3}, corespunzători celor trei structuri de tranzistoare *npn* din figura 4.26., de curentul emitor.

groasă și cu bază subțire (figura 4.26). Aceste determinări experimentale [26] [28] pentru cele trei tipuri de tranzistoare *npn* de arie identică (8 mm²) procesate simultan sînt ilustrate în figura 4.27. Factorii de cîștig în curent α_{N1} și α_{N2} cresc odată cu densitatea curentului prin dispozitiv pînă la o anumită valoare a acestuia. La densități mari de curent are loc diminuarea factorilor α_{N1} și α_{N2}. Factorul de cîștig α_N, al tranzistorului *npn* echivalent (figura 4.26, *a*) urmează un traseu situat între curbele $\alpha_{N1} = f(I_E)$ și $\alpha_{N2} = f(I_E)$. Odată cu creșterea densității curentului se produce o apropiere a valorilor factorilor α_{N1} și α_{N2}.

Raportul r al fracțiunilor I_1 și I_2 a curentului anodic, calculat cu relația (4.10) și datele din figura 4.27, este trasat în figura 4.28 în funcție de curentul anodic prin dispozitivul *TIL GTO*. Valoarea raportului r, care este relativ mare la densități reduse ale curentului prin structură, scade rapid odată cu creșterea nivelului curentului i_T. Reducerea raportului r la densități mari ale curentului anodic implică preluarea de către secțiunile *pnpn* cvasi-neregenerative a unei fracțiuni crescînde a curentului prin dispozitivul în conducție directă. Diminuarea raportului $r = (I_1/I_2)$ la densități crescînde ale curentului prin dispozitivul *TIL GTO*, adică

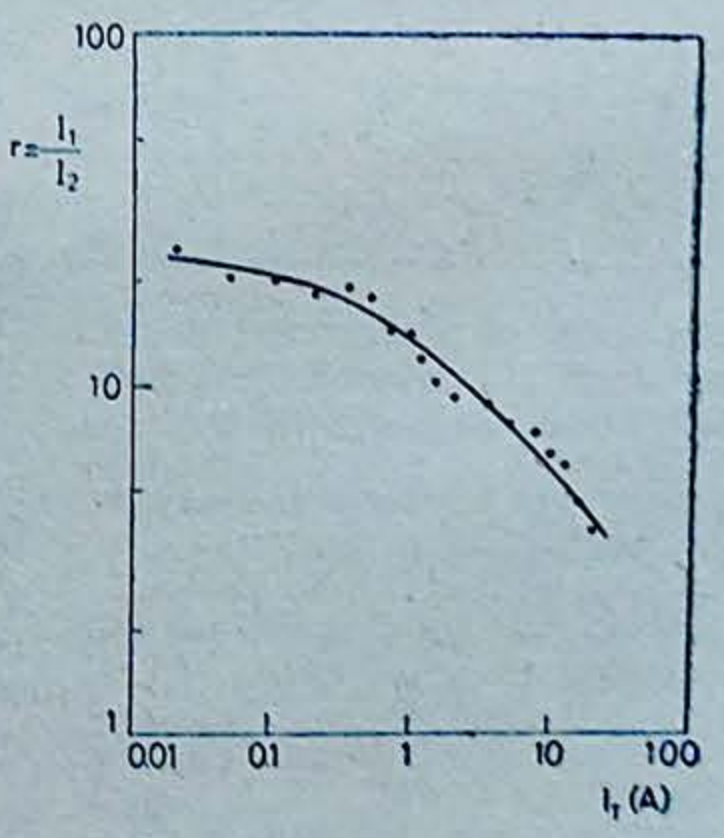


Fig. 4.28. Raportul $r = I_1/I_2$ (vezi figura 4.24) al fracțiunilor curentului anodic în conducție directă ca funcție a acestui curent (curba a fost calculată cu relația 4.10, utilizînd datele experimentale din figura 4.27).

preluarea treptată a conducției unei fracțiuni importante a curentului anodic de către secțiunile *pnpn* cvasi-neregenerative, poartă denumirea de „*balansarea curentului*“ („*current balancing*“) [25] [26] [27]. Acest fenomen are următoarele consecințe importante [25]—[30] :

a) Densitatea curentului anodic pe zonele adînci ale catodului n_2 (figura 4.24) nu crește proporțional cu valoarea curentului total prin tiristor. Cu alte cuvinte, odată cu creșterea nivelului curentului anodic i_T se produce o extindere a ariei active efective a catodului tiristorului *TIL GTO*, pe seama creșterii contribuției zonelor subțiri ale catodului n^+ la conducția curentului total prin dispozitiv ;

b) Creșterea fracțiunii curentului anodic evacuată *nemijlocit* spre contactul de poartă prin canalele preferențiale de rezistență scăzută în timpul procesului tranzitoriu de blocare al tiristorului *TIL GTO*. Ca urmare, limitarea impusă de tensiunea de străpungere a joncțiunii poartă-catod BV_{GK} asupra valorii curenului maxim-controlabil de poartă (I_{TQM}) devine și mai puțin semnificativă ;

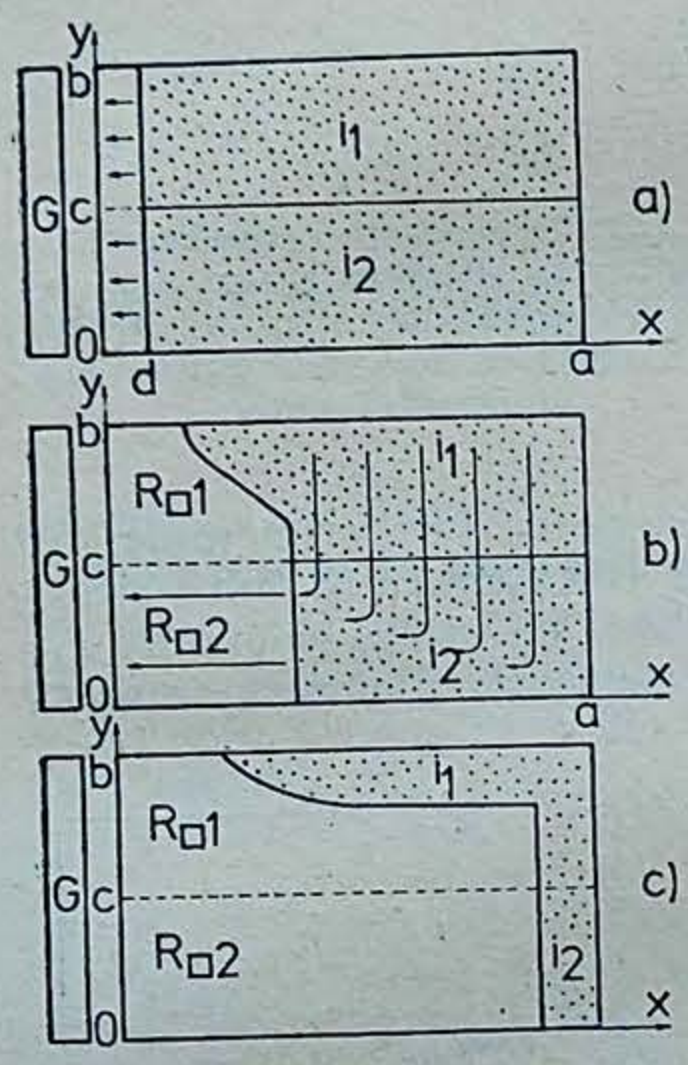


Fig. 4.29. Ilustrarea calitativă a dinamicii de extragere a curentului dintr-un mini-tiristor *TIL GTO* (văzut de sus) în momentul inițial al procesului tranzitoriu de blocare (*a*), în decursul (*b*) și la sfîrșitul (*c*) timpului de stocare t_s. Zonele punctate simbolizează extinderea regiunilor aflate încă în conducție directă (*a* este semilățimea catodului, *b* este lungimea unui mini-tiristor *TIL*, *c* este lungimea regiunii subțiri a catodului n_2 dintr-un tiristor elementar, $R_{\square 1}$ și $R_{\square 2}$ sînt rezistențele pe pătrat nemodulate în bazele p_2 subțiri, respectiv groase, i_1 și i_2 sînt curenții elementari ai celulei, avînd semnificația din figura 4.24.

c) Creșterea pronunțată a fracțiunii I_2 (figura 4.24) odată cu nivelul curentului anodic i_T conduce în principal la creșterea sarcinii excedentare stocate în baza p_2 groasă a secțiunilor *pnpn* cvasi-neregenerative. Întrucît evacuarea acestei sarcini la stingere are loc practic nestingherit de-a lungul canalelor de rezistență scăzută din baza menționată, există posibilitatea diminuării timpului de stocare t_s, simultan cu creșterea factorului de cîștig în curent la blocare G_{off}.

4.3.5. Detalii ale procesului de blocare pe poartă

Detalierea calitativă a fenomenelor din faza de stocare t_s a procesului tranzitoriu de blocare pe poartă al unui tiristor *TIL GTO* se efectuează în continuare pentru o singură celulă elementară a dispozitivului, a cărei vedere de sus este prezentată în figura 4.29.Un asemenea minitiristor *TIL GTO* de lungime *b* și lățime *a* are o arie elementară ($a \times b$) și conține o secțiune verticală *pnpn* standard (cu baza p_2 subțire) adiacentă unei secțiuni *pnpn* cvasi-neregenerative (vezi și figura 4.24). În starea de conducție directă a tiristorului, fracțiunea i_1 a curentului anodic, asociată secțiunilor *pnpn* standard (figurile 4.24 și 4.29), este uniform distribuită pe suprafața catodului de arie elementară [$a \times (b - c)$]. Conducția fracțiunii i_2 a curentului anodic în starea „*ON*“ este asigurată de secțiunile *pnpn* cvasi-neregenerative, avînd aria elementară a catodului de

($a \times c$). În starea „*ON*“ a mini-tiristorului *TIL GTO*, sensul de curgere a curenților i_1 și i_2 este înspre cititor. Rezistențele pe pătrat în cele două baze p_2 sînt $R_{\square 1}$ și respectiv $R_{\square 2}$ ($R_{\square 1} \gg R_{\square 2}$). Regiunile bazelor p_2 aflate în conducție directă (zonele punctate în figura 4.29) sînt inundate de purtătorii de sarcină, care modulează rezistivitatea straturilor menționate. În consecință, regiunile bazelor p_2 aflate în starea „*ON*“ prezintă o rezistență mult inferioară valorilor nemodulate $R_{\square 1}$ și $R_{\square 2}$ [29] [30].

În momentul imediat următor aplicării semnalului negativ de comandă pe terminalul de poartă (G), se produce evacuarea sarcinii electrice în exces *simultan* din ambele baze p_2 ale dispozitivului, în sensul indicat de săgeți în figura 4.29, *a*. În urma extragerii sarcinii stocate dintr-o zonă de arie extrem de redusă ($b \times d$) situată în proximitatea contactului G (figura 4.29, *a*), regiunile ieșite din conducție directă ale straturilor subțiri și groase p_2 își manifestă prezența prin rezistențele nemodulate $R_{\square 1}$ și respectiv $R_{\square 2}$ (figura 4.29, *b*). Valoarea relativ mare a rezistenței $R_{\square 1}(\gg R_{\square 2})$ îngreunează substanțial procesul evacuării în continuare a sarcinii electrice din bazele p_2 subțiri *direct* spre contactul G, deci și constricția fracțiunii i_1 a curentului anodic în direcția $x = a$. Ca urmare, aproape întregul curent i_1 este evacuat spre contactul de poartă prin intermediul canalului de arie elementară ($a \times c$) și rezistență laterală extrem de redusă (figura 4.29, *b*), care constituie în același timp și unica cale de extragere a curentului i_2. Ca o consecință a acestor particularități, la sfîrșitul fazei de stocare t_s a procesului de blocare pe poartă zona finală de conducție a curentului i_1 este localizată în vecinătatea coordonatei $y = b$, în timp ce fracțiunea i_2 a curentului anodic este constrînsă într-o fîșie îngustă situată în apropierea coordonatei $x = a$ (figura 4.29, *c*). Zonele punctate din figura 4.29, *c* reprezintă calitativ aria finală în conducție directă (A_{ON}) la începutul fazei de cădere a curentului anodic. Întrucît semi-lățimea catodului (a) este, de regulă, mai mare decît lungimea (b) unui minitiristor *TIL GTO*, fracțiunea cea mai importantă a zonei finale în conducție este asigurată de fîșia situată în proximitatea coordonatei $y = b$ (figura 4.29, *c*).

Din cele prezentate rezultă că evacuarea spre poartă a sarcinii excedentare în cursul fazei de stocare t_s are loc aproape exclusiv prin intermediul „canalelor colectoare“ de rezistență laterală scăzută și arie elementară ($a \times c$) din bazele p_2 relativ groase ale secțiunilor *pnpn* cvasi-neregenerative în timp ce conducția curentului anodic în decursul fazei de cădere t_f este asigurată cu precădere de secțiunile *pnpn* standard ale dispozitivului. Aceasta înseamnă că timpul de stocare t_s este determinat de valoarea relativ scăzută a timpului de viață al purtătorilor minoritari din baza p_2 groasă, puternic dopată, iar procesele din faza de cădere t_f sînt asociate unui timp de viață mai lung în straturile p_2 subțiri ale secțiunilor *pnpn* standard. Valoarea relativ redusă a timpului de viață din bazele p_2 groase are drept consecință o diminuare a fazei t_s a procesului de blocare (vezi relația 2.73). Întrucît dimensiunile finale ale zonei de constricție a curentului anodic la sfîrșitul fazei de stocare t_s sînt direct proporționale cu lungimea de difuzie a purtătorilor minoritari din baza p_2 (vezi § 2.10), un timp de viață mai mare în stratul subțire p_2 implică o arie finală în conducție (A_{ON}) mai extinsă. Consecință directă a acestei particularități o constituie valoarea redusă a densității de putere disipate în timpul de cădere t_f, ceea ce are un efect benefic asupra fiabilității electrotermice a dispozitivului *TIL GTO*. O arie finală în conducție mai mare (A_{ON}) implică însă lungirea timpului de cădere t_f.

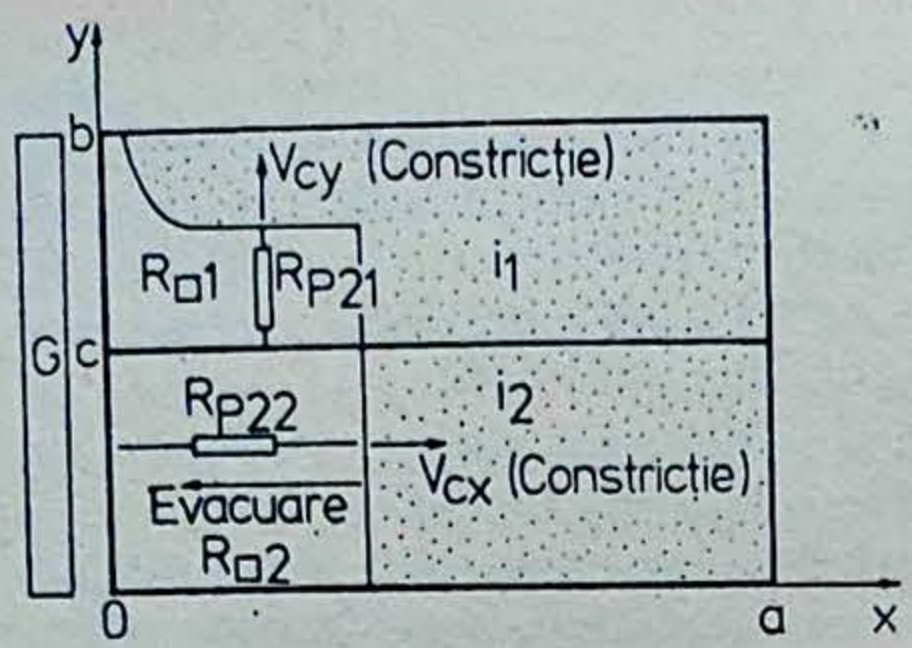


Fig. 4.30. Ilustrarea schematică a fenomenelor de constricție (cu vitezele v_{cx} și v_{cy} în direcțiile x, respectiv y) și de evacuare a sarcinii în exces, care decurg simultan într-un mini-tiristor *TIL* (văzut de sus), în cursul fazei de stocare t_s a procesului tranzitoriu de blocare pe poartă (a, b, c, $R_{1\square}$, $R_{\square 2}$, au semnificațiile detaliate în legenda figurii 4.29, R_{p22} și R_{p21} sînt rezistențele laterale în bazele p_2, exprimate de relațiile 4.13, respectiv 4.14).

Fiabilitatea electrotermică a tiristoarelor *TIL GTO* este dictată în ultimă instanță de valorile densităților instantanee ale curenților i_1 și i_2 (j_1 și respectiv j_2), exprimate analitic prin relațiile (figura 4.30) :

$$j_1 = \frac{i_1}{a \cdot [(b - c) - v_{cy} \cdot t]} \tag{4.11}$$

$$j_2 = \frac{i_2}{c \cdot (a - v_{cx} \cdot t)} \tag{4.12}$$

unde : v_{cy} este viteza de constricție a curentului i_1 în direcția $y = b$, v_{cx} este viteza de constricție a curentului i_2 în direcția $x = a$ ($v_{cy} \neq v_{cx}$). Vitezele v_{cy} și v_{cx} scad în decursul fazei de stocare t_s ca urmare a creșterii valorii rezistenței nemodulate a bazelor p_2, „văzute" de contactul de poartă G (figura 4.30). Această rezistență este determinată de rezistența laterală a bazei p_2 groase :

$$R_{p22}(t) = \frac{x(t)}{c} R_{\square_2} = \frac{v_{cx} \cdot t}{c} R_{\square_2} \tag{4.13}$$

precum și de rezistența laterală R_{p21} a bazei p_2 subțiri, „văzute" de curentul i_1 în calea sa spre „canalele colectoare" :

$$R_{p21}(t) = \frac{y(t)}{a} R_{\square_1} = \frac{v_{cy} \cdot t}{a} R_{\square_1} \tag{4.14}$$

De notat faptul că într-un minitiristor *GTO* interdigitat convenționa de arie ($a \times b$) constricția curentului în faza t_s are loc doar în direcția $x = a$

4.3.6. Relații și considerații fundamentale de proiectare

Evacuarea sarcinii excedentare din structura unui tiristor *TIL GTO*, care însoțește constricția fracțiunilor i_1 și i_2 ale curentului anodic (figura 4.30), determină căderi de tensiune pe rezistențele $R_{p22}(t)$ și $R_{p21}(t)$ ale celor două baze p_2 (relațiile 4.13 și 4.14). Aceste căderi de tensiune tind să polarizeze în invers joncțiunea poartă-catod (baza p — emitorul n) a dispozitivului. Ecuînd căderea de tensiune *maximă* în cele două baze p_2, induse de constricția curenților i_1 și i_2, cu tensiunea de străpungere BV_{GK} a joncțiunii poartă-catod,

valoarea maximă a curentului anodic i_{TQM} care poate fi întreruptă prin comanda pe poartă se corelează cu parametrii geometrici și tehnologici ai unui mini-tiristor *TIL GTO* prin formula [27] [30] [32] :

$$i_{TQM} = \frac{BV_{GK}}{R_{\square 2}} \frac{G_{off}\left(1 + \frac{1}{r}\right)}{\frac{R_{\square 1}}{R_{\square 2}} \frac{b}{a}(1-k) + \frac{a}{b}\frac{1}{k}\left(\frac{1}{r} + \frac{1}{2}\right)} \tag{4.15}$$

unde : $R_{\square 1}$, $R_{\square 2}$, a, b, c au semnificațiile detaliate în legenda figurii 4.29, r este exprimat de relația (4.6), G_{off} este cîștigul în curent la blocare (relația 1.22), iar k este „*factorul de umplere*" (*fill-factor*) al unui mini-tiristor. Parametrul k, care este subunitar, se definește ca raportul dintre lungimea catodului unei secțiuni *pnpn* elementare cvasi-neregenerative (c) și lungimea (b) unui mini-tiristor *TIL GTO* (figura 4.29) :

$$k = c/b \quad (0 < k < 1) \tag{4.16}$$

Din relația (4.15) se remarcă faptul că valoarea curentului anodic maxim-controlabil pe poarta unui mini-tiristor *TIL GTO* este direct proporțională cu cîștigul G_{off} și raportul $(BV_{GK}/R_{\square 2})$, fiind invers proporțională cu raportul rezistențelor pe pătrat $(R_{\square 1}/R_{\square 2})$. De notat că scăderea raportului $(R_{\square 1}/R_{\square 2})$ sub 10 invalidează însăși premizele fundamentale ale conceptului *TIL* $(R_{\square 1} \gg R_{\square 2})$. Ca urmare, în scopul menținerii efectului benefic al dublei interdigitări, raportul $(R_{\square 1}/R_{\square 2})$ trebuie menținut peste valoarea de 10. Într-un tiristor *TIL GTO*, format din N celule elementare conectate în paralel, curentul anodic maxim-controlabil de poartă I_{TQM} este exprimat într-o primă aproximație de relația :

$$I_{TQM} = N \cdot i_{TQM} \tag{4.17}$$

Considerînd relația (4.15) ca o funcție doar a raportului geometric (a/b), condiția maximizării curentului anodic i_{TQM} se obține din [27] [30] :

$$\frac{\partial i_{TQM}}{\partial i(ab)} = 0 \tag{4.18}$$

Utilizînd relația (4.15) în (4.18), valoarea optimă a raportului (a/b) rezultă sub forma :

$$(a/b)_{opt} = \sqrt{\frac{k(1-k)}{(R_{\square 2}/R_{\square 1})\left(\frac{1}{r} + \frac{1}{2}\right)}} \tag{4.19}$$

În cazul cînd relația (4.19) este o funcție numai a geometriei, raportul (a/b) poate fi maximizat pentru $k = 0{,}5$, adică $2c = b$ (vezi relația 4.16). Implementarea acestei condiții implică dimensiuni egale ale zonelor subțiri și groase n_2 (figura 4.30). Pentru $k = 0{,}5$, valori realiste ale parametrului r $(= 1 \ldots 5)$ și rapoarte $(R_{\square 1}/R_{\square 2}) = 20 \ldots 35$, obtenabile tipic în procesul standard de fabricare al tiristoarelor, din ecuația (4.19) rezultă $(a/b)_{opt} = 2 \ldots 4$ [27] [30] [32].

Funcționarea fiabilă a tiristoarelor *TIL GTO* depinde nu numai de raportul (a/b), ci și de aria $(a \times b)$ a unei celule elementare (figurile 4.29 și 4.30). Reducerea dimensiunilor unei mini-celule, limitată inferior doar de rezoluția fotolitografiei, permite porții efectuarea unui control riguros asupra fenome-

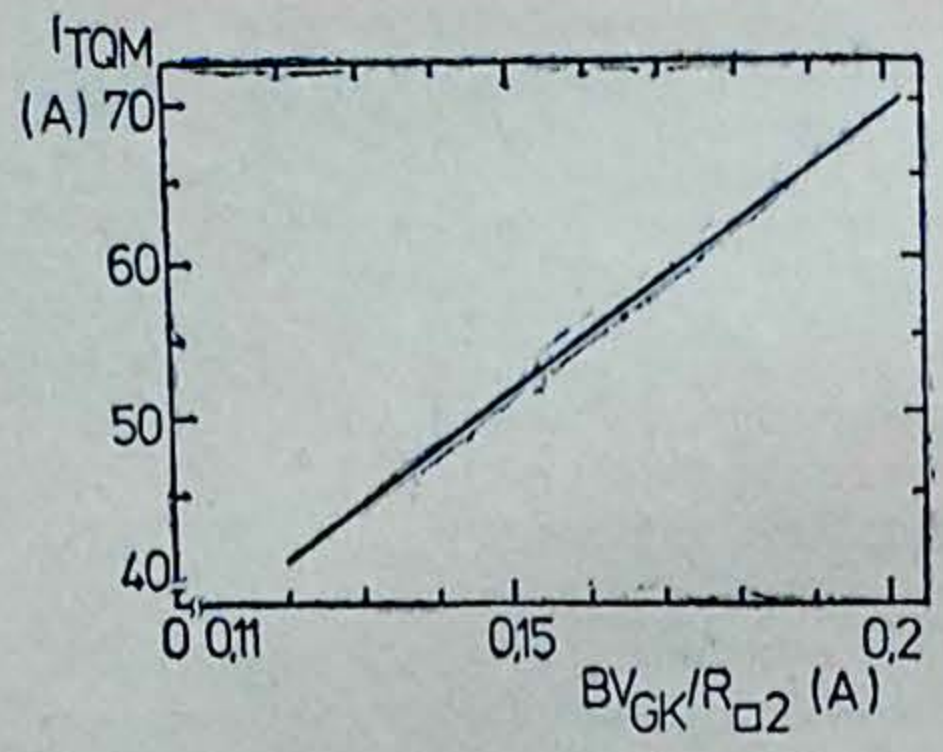


Fig. 4.31. Dependența curentului anodic maxim-controlabil I_{TQM} de raportul $(BV_{GK}/R_{\square_2})$, calculată cu relațiile (4.15) și (4.17) pentru geometria tiristoarelor *TIL GTO* din § 4.3.7.

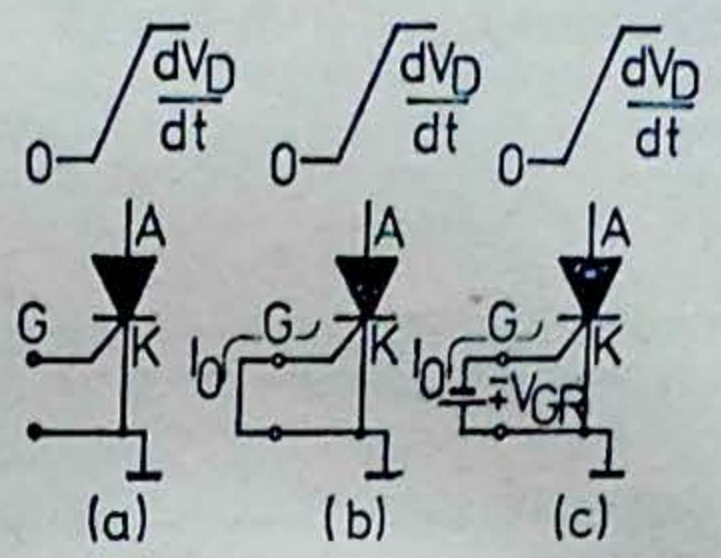


Fig. 4.32. Rampe dV/dt aplicate între anodul și catodul unui tiristor blocat (*a*) cu poarta în gol, (*b*) cu poarta conectată la catod, (*c*) cu poarta negativată față de catod.

nelor care au loc la stingere. Diminuarea ariei elementare $(a \times b)$, în primul rînd prin micșorarea lungimii b a unui mini-tiristor *TIL*, permite : a) subdivizarea suprafeței utile într-un număr sporit de mini-celule (N), deci realizarea unei interdigitări mai fine a porții și catodului ;) b sporirea perimetrului de catod P_k $(= N \cdot b)$, adică a extinderii zonelor de îmbinare a porții și a catodului ; c) creșterea fiabilității electrotermice la stingere, întrucît aria unei mini-celule devine comparabilă cu dimensiunile zonei finale de conducție a curentului anodic (vezi § 2.9). Valoarea semilățimii catodului (a), dictată de considerentele contactării acestuia în interiorul capsulei, determină de fapt distanța maximă la care se află zonele periferice ale unui mini-tiristor de contactul G (figura 4.30).

Pe baza considerentelor enunțate, în figura 4.31 s-a trasat dependența curentului anodic maxim-controlabil I_{TQM} (vezi relațiile 4.15 și 4.17) de raportul $BV_{GK}/R_{\square 2}$ pentru tiristorul *TIL GTO* avînd grometria specificată în § 4.3.7. Din acest grafic, prezentat în scop ilustrativ, rezultă că, pentru geometrii prestabilite, curentul I_{TQM} poate fi mărit prin maximizarea raportului $BV_{GK}/R_{\square 2}$, în timp ce rezistența $R_{\square 1}$ poate fi manipulată pentru optimizarea parametrilor electrici standard ai dispozitivelor [30]—[32].

La aplicarea rampelor dV/dt între anod și catod, în structura tiristoarelor *TIL GTO* se generează curenți de natură capacitivă, avînd densitatea j_0 pe joncțiunea J_2 (vezi § 2.4.3 și figura 5.8). Atunci cînd poarta G este conectată direct la catod sau negativată în raport cu catodul (figura 4.32, *b* și *c*), procesul de evacuare al curentului parazit din baza p_2 a dispozitivelor are loc într-un mod similar cu cel descris în legătură cu figurile 4.21 și 5.8. Datorită căderilor de tensiune V_1 și V_2, induse în cele două baze p_2 de către curentul parazit de densitate j_0 în calea sa spre contactul de poartă (figura 4.33), zona cea mai susceptibilă de a iniția auto-aprinderea unui mini-tiristor *TIL GTO* este locată în proximitatea punctului de coordonate (a, b). Prin ecuarea creșterii maxime a potențialului în bazele p_2 $(V = V_1 + V_2)$ cu tensiunea de prag a unei diode V_γ $(\simeq 0{,}5$ V) și prin utilizarea corelației (2.35) dintre valoarea

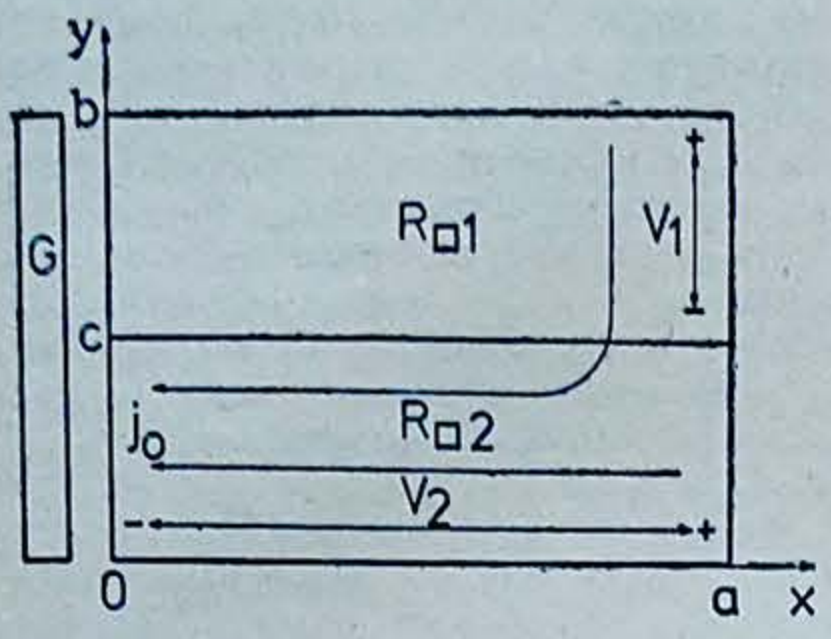


Fig. 4.33. Vedere de sus a unui minitiristor *TIL* de arie ($a \times b$), cu indicarea creşterilor de potenţial V_1 şi V_2 în bazele p_2 subţiri, respectiv groase (vezi figura 5.8) ca urmare a evacuării spre poartă — prin canalele preferenţiale de arie ($a \times c$) — a curentului parazit de densitate j_o (a, b, c, $R_{\square 1}$, $R_{\square 2}$ au semnificaţiile specificate în legenda figurii 4.29).

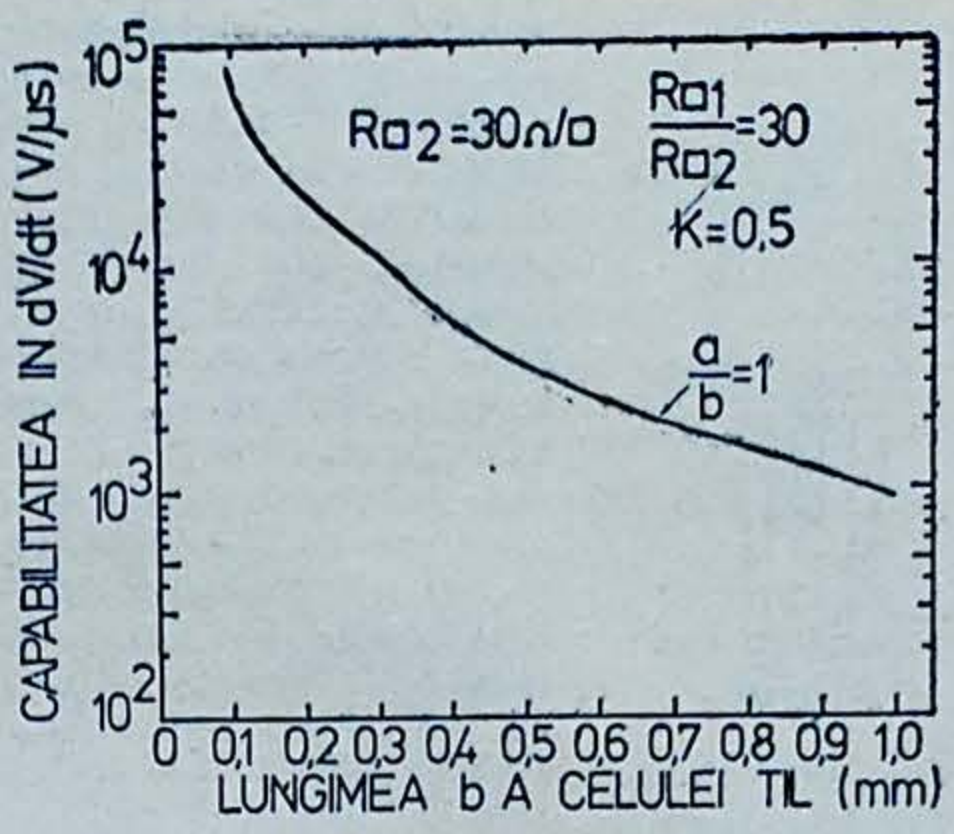


Fig. 4.34. Valoarea maximă a ratei critice de creştere a tensiunii anodice (capabilitatea în dV/dt) ca funcţie a lungimii b a unui mini-tiristor *TIL* (vezi figura 4.33), calculată cu relaţia 4.20. (Valoarea capacităţii specifice a joncţiunii J_2 este de $C_{J_2} = 71$ pF/cm², calculată cu relaţia 2.35 pentru $N_D = 6 \times 10^{13}$ cm^{-3} şi $V_{FB} = 1$ kV).

critică a densităţii curentului parazit ($j_{o\,cr}$) şi capabilitatea în dV/dt, se obţine [35] [37]:

$$(dV/dt)_{cr} = \frac{\frac{V_P}{R_{\square 2}} \frac{1}{C_{J2}}}{\frac{R_{\square 1}}{R_{\square 2}} b^2(1-k^2) + \frac{a^2}{k}} \qquad (4.20)$$

unde: C_{J2} este valoarea capacităţii de barieră a joncţiunii J_2, corespunzătoare valorii finale a tensiunii de blocare în direct.

Dependenţa capabilităţii teoretice în dV/dt (4.20) de lungimea b a unui mini-tiristor *TIL* este trasată în figura 4.34. pentru o celulă pătrată ($a = b$, figura 4.33). Se remarcă faptul că, pentru mini-celule de dimensiuni reduse, dispozitivele *TIL* posedă capabilităţi extrem de ridicate în dV/dt, fapt confirmat şi de rezultatele experimentale (vezi § 4.3.7 şi § 4.3.8). De notat similitudinea dintre relaţiile (4.15) şi (4.20), care exprimă influenţe similare ale parametrilor geometrici (b, a, k) şi tehnologici ($R_{\square 2}$, $R_{\square 1}/R_{\square 2}$) asupra curentului I_{TQM}, respectiv asupra capabilităţii în dV/dt [35] [37].

Atunci cînd la aplicarea rampei dV/dt tiristorul se află cu poarta în gol (figura 4.32, *a*), curentul parazit de densitate j_0 urmează traseul indicat în figura 5.8, fiind „stocat" în zonele bazelor groase de sub emitorii n_2 subţiri.

4.3.7. Tiristoare *TIL GTO* de medie putere

Dispozitivele încadrate în această categorie sînt caracterizate prin curenţi medii nominali de $I_{T(AV)} = 6{,}5$ A...10 A. Clasele tipice de tensiune sînt de 1 000 V, 1 300 V şi 1 500 V. Capsula standard a acestor tiristoare este de tipul *TO-220* (figura 4.35).

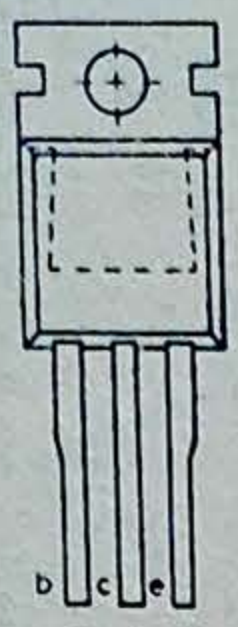


Fig 4.35. Configurația capsulei *TO-220* utilizată pentru tiristoare *TIL GTO* de medie putere.

Fabricarea dispozitivelor *TIL GTO* cu dimensiuni de 4×4 mm a urmărit minimizarea abaterii de la fluxul tehnologic standard de realizare a tiristoarelor convenționale similare. Valorile tipice ale rezistențelor pe pătrat ale bazei p_2, care pot fi obținute în cadrul acestui proces, sînt pilotate în figura 4.36. În funcție de adîncimea catodului n_2 și a concentrației de suprafață (C_{SP}) a impurităților acceptoare (vezi figura 3.7). Rezistența $R_{\square 1}$ a bazelor p_2 subțiri (figura 4.24) rezultă din procesul tehnologic standard menționat. Adîncimea emitorului n_2 subțire, care dictează valoarea cîștigului în curent α_{N2} (vezi figura 4.25), determină rezistența pe pătrat $R_{\square 2}$. Pentru un raport rezultant de $(R_{\square 1}/R_{\square 2}) \simeq 28$ și $k = 0{,}5$, din relația (4.19) se obține $(a/b) = 4$ ($a = 400\,\mu m$, $b = 100\,\mu m$, vezi figura 4.33). Aria utilă a catodului de $A_k = 8$ mm² este formată în acest caz din 216 mini-tiristoare (figura 4.33), conectate în paralel. Perimetrul rezultant al catodului $P_k = Nb$ este de 21,6 mm. Cu datele menționate și $G_{of}f(= 10)$, $r=5$, valoarea curentului anodic maxim-controlabil, predictată de relația (4.16) este de $I_{TOM} \simeq 45$ A [27].

Structura *pnp* a dispozitivelor se realizează printr-o difuzie necesară de galiu în tub închis, utilizîndu-se ca substrat plachete *n* de grosime 360 μm și cu rezistivitatea de 85...90 ohm·cm (vezi 3.3.2). Formarea zonelor adînci și superficiale ale stratului n_2 se efectuează prin difuzie de fosfor (P) în două trepte (figura 4.37). După creșterea termică a unui strat de oxid (SiO_2), printr-un proces fotolitografic se definesc ferestrele în oxid pentru difuziile adînci de catod. În faza a doua, întreaga suprafață a catodului se expune pentru difuzia ulterioară de fosfor

Reducerea timpului de viață τ al purtătorilor în baza *n* de grosime rezultantă $W_n = 260$ μm. s-a realizat prin difuzia de aur la temperatura $T = 851$°C. Formarea contactelor ohmice, metalizările și pasivarea sînt procese standard (vezi capitolul 3).

Tabelul 4.1 **Parametrii electrici principali ai tiristoarelor *TIL GTO* de medie putere ($V_{DRM}=V_{RRM}=$ 1500 V, $I_{T(AV)}=10$ A) în capsule *TO—220* avînd aria catodului de $A_k \simeq 8$ mm²**

Parametrul	Valoarea	Condiții de testare
Curentul minim de amorsare pe poartă, I_{GT}	100 mA	$V_D = 12$ V; $T_{vj} = 25$°C
Tensiunea minimă de amorsare pe poartă, V_{GT}	1 V	$V_D = 12$ V; $T_{vj} = 25$°C
Curentul de acroșaj, I_L	500 mA	$i_T = 5$ A; $V_D = 500$ V; $I_{GFM} = 0{,}5$ A; $T_{vj} = 25$°C
Capabilitatea în dV/dt	>1 kV/μs	Metoda liniară; $V_D = 2/3\ V_{DRM}$; $T_{vj} = 125$°C
Curentul rezidual în starea de blocare în direct, I_D	< 10 μA	$V_D = V_{DRM}$; $T_{vj} = 25$°C
Curentul maxim de suprasarcină nerepetitiv, I_{TSM}	50 A	$T_{vj} = 125$°C; Impuls semisinusoidal de curent cu durata de 10 ms.

Parametrii electrici standard ai tiristoarelor *TIL GTO* de medie putere sînt prezentați în tabelul 4.1, în care se remarcă: 1) Sensibilitatea ridicată la amorsare, reflectată de valorile reduse ale curentului (I_{GT}) și tensiunii (V_{GT}) minime de poartă necesare aprinderii, precum și ale curentului de „agățare" (I_L); 2) Capabilitatea înaltă în dV/dt; 3) Valoarea redusă a curentului rezidual I_D în starea de blocare; 4) Capabilitatea ridicată în suprasarcină de curent (I_{TSM}). De notat faptul că reducerea tehnologică a timpului de viață al purtătorilor (la 3...4 μs) nu a afectat simțitor căderea de tensiune în direct V_{TM} ($\leqslant 2$ V) la curentul mediu nominal $I_{T(AV)} = 10$ A [22]—[30].

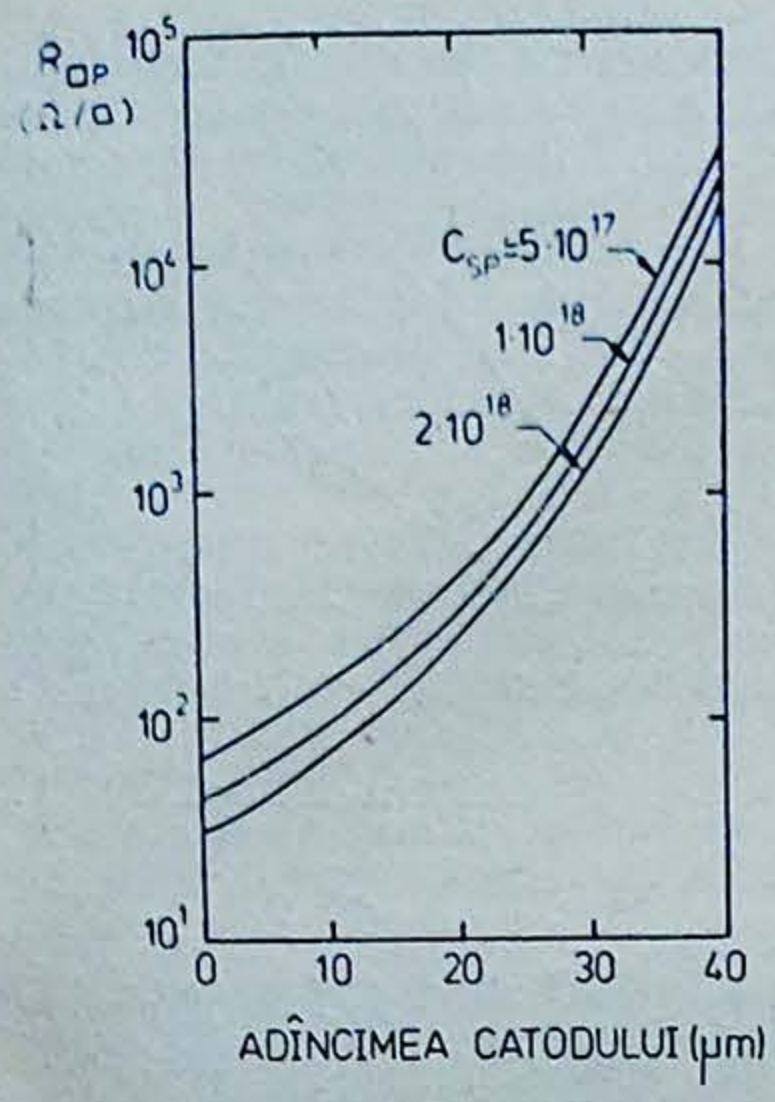


Fig. 4.36. Valorile tipice ale rezistenței pe pătrat $R_{\square P}$ ale bazei p într-un tiristor ca funcție a adîncimii catodului n_2 pentru trei valori ale concentrației de suprafață C_S a impurităților din stratul p_2.

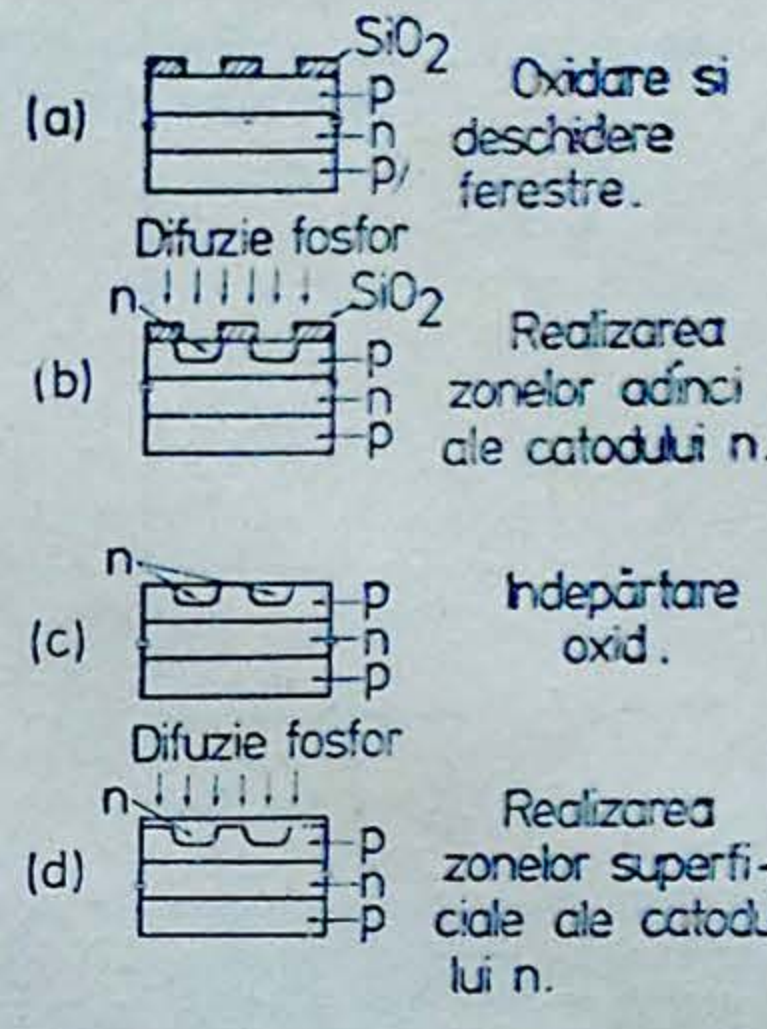


Fig. 4.37. Ilustrarea fazelor tehnologice de realizare a emitorului n_2 de catod în tiristoare *TIL GTO*.

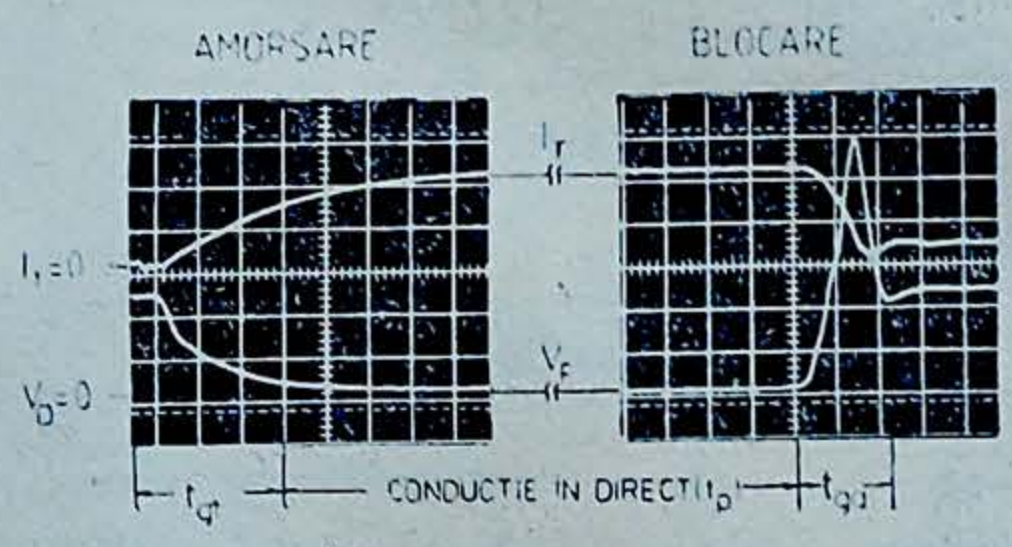


Fig. 4.38. Formele de undă experimentale tipice ale curentului anodic i_T (2*A/diviziune*) și tensiunii anodice V_D (100 *V/diviziune*) în cursul evaluării dinamice a tiristoarelor *TIL GTO* de medie putere, operate pe sarcină rezistiv-inductivă. Timpul pe abscisă: 0,2 μs/*diviziune*.) Parametrii semnalului de poartă: I_{GFM} = 1 A, di_{GR}/dt = 10 A/μs frecvența de comutare f = 500 Hz).

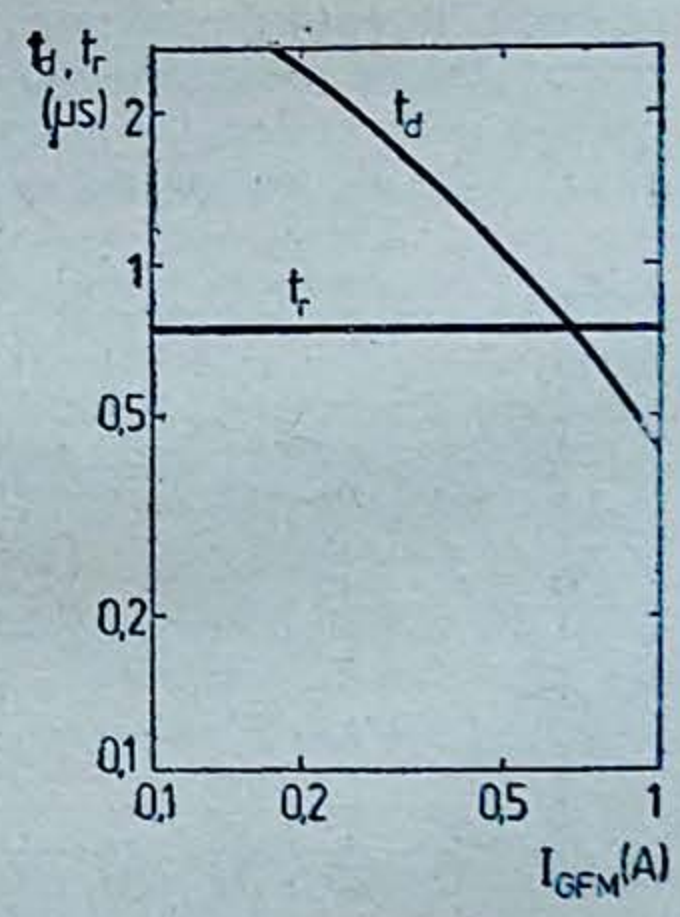
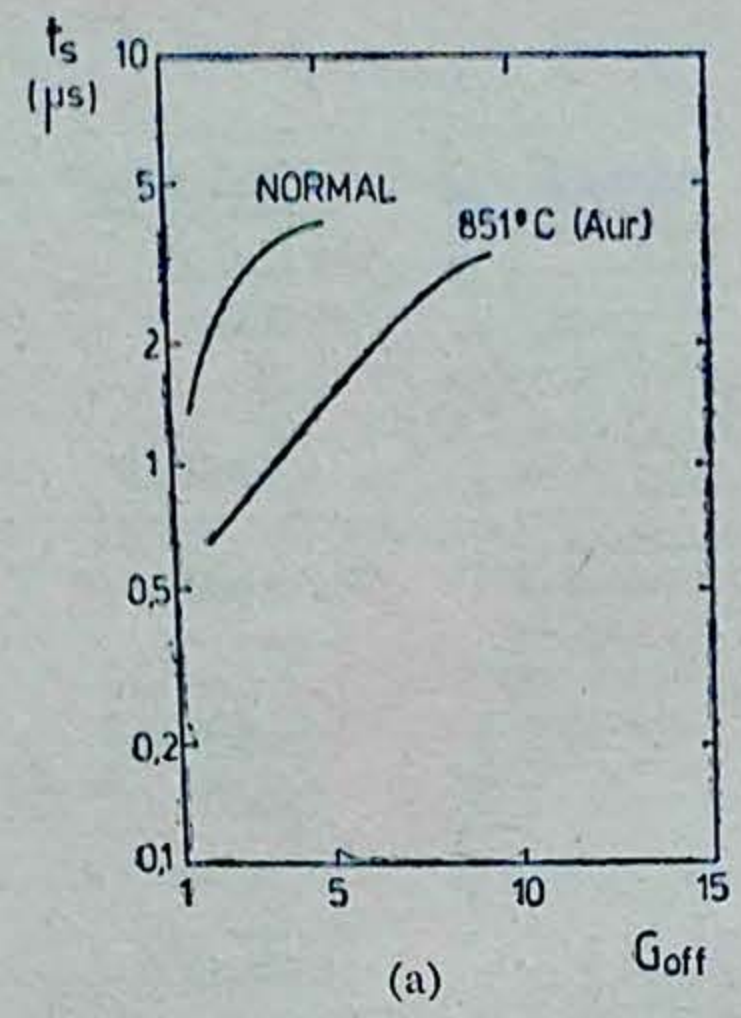


Fig. 4.39. Timpul de întîrziere (t_d) și timpul de creștere (t_r) ca funcție a amplitudinii curentului de amorsare pe poartă (I_{GFM}) a unui tiristor *TIL GTO* de medie putere operat la un curent anodic i_T = 5 A și tensiunea anodică V_D = 500 V. (Durata impulsului pe poartă t_p = = 3 μs, di_{GR}/dt = 20 A/μs.



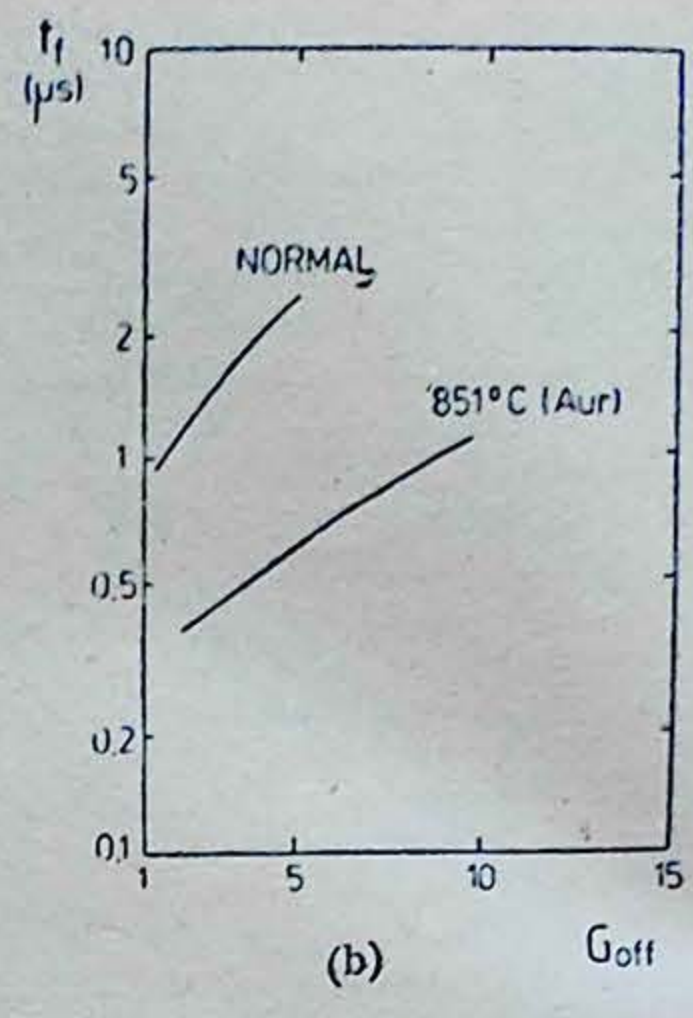


Fig. 4.40. Dependența timpilor de stocare t_s (*a*) și de cădere t_f (*b*) de cîștigul operațional la blocare G_{off} pentru tiristoare *TIL GTO* de medie putere operate la un curent anodic $i_T = 5$ A și tensiunea anodică $V_D = 500$ V. Dispozitivele difuzate cu aur la 851°C sînt comparate cu tiristoare-martor („*normale*"), care nu au fost difuzate cu aur. (Durata conducției în direct $t_p = 50$ μs, $di_{GR}/dt = 5$ A/μs, frecvența de comutație $f = 500$ Hz).

Evaluarea comportamentului dinamic al tiristoarelor *TIL GTO* de medie putere (figura 4.38), efectuată cu schema de comandă și testare din figura 6.19, a relevat următoarele [22]—[30] :

1) Dispozitivele posedă valori reduse ale timpului de amorsare t_{gt} (figura 4.39). Timpul de întîrziere t_d scade simțitor odată cu creșterea amplitudinii curentului de amorsare (I_{GFM}) aplicat pe poartă. Timpul de creștere t_r este practic independent de parametrii semnalului aplicat pe poartă, fiind determinat doar de geometria verticală a tiristoarelor (vezi § 2.5).

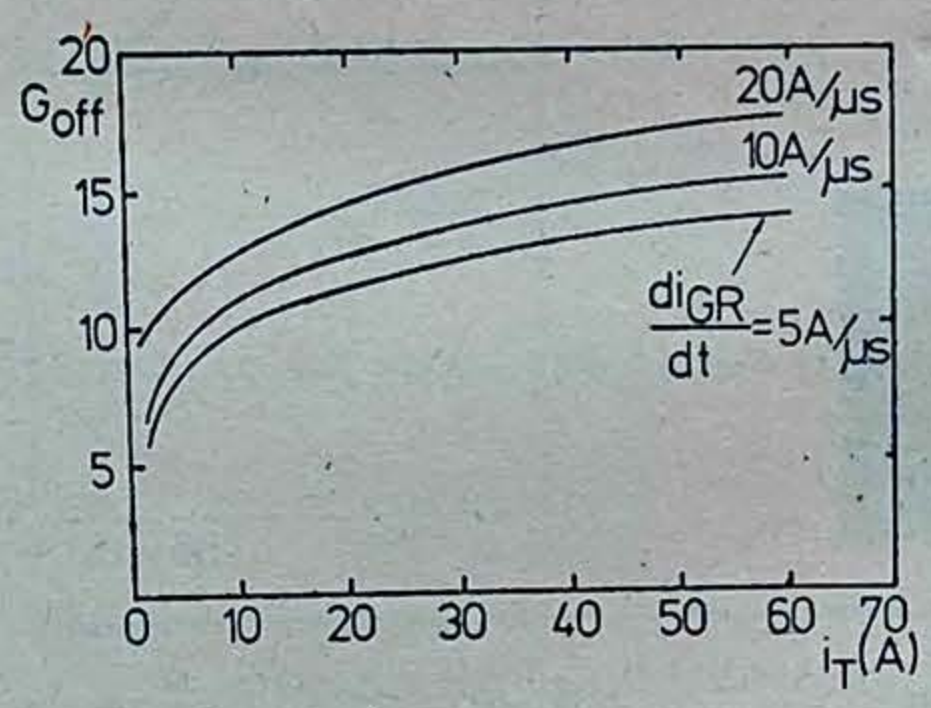


Fig. 4.41. Valoarea maximă a cîștigului la blocare $G_{off(max)}$ în funcție de nivelul curentului anodic în stare de conducție directă (i_T) pentru trei valori tipice ale ratei de creștere (di_{GR}/dt) a curentului negativ aplicat pe poarta tiristoarelor *TIL GTO* de medie putere (Condiții de test: $V_D = 500$ V; $t_p = 50$ μs; $t_{gf} = t_{gr} = 10$ μs; $t_s + t_f = 8$ μs = const.).

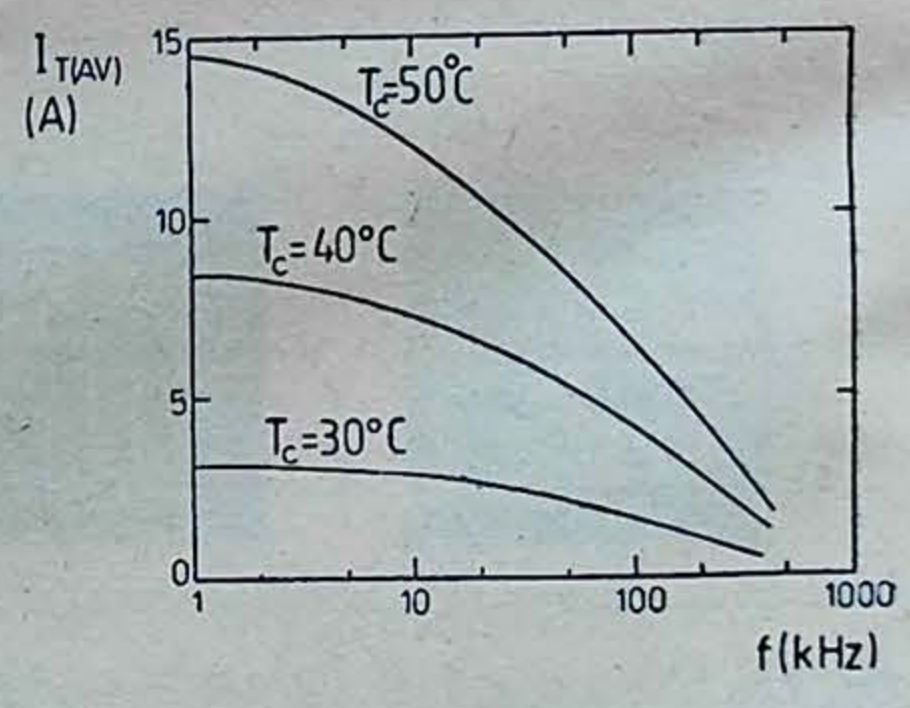


Fig. 4.42. Dependențele experimentale tipice ale curentului anodic mediu $I_{T(AV)}$ al tiristoarelor de frecvența de comutație f pentru trei valori caracteristice ale temperaturii capsulei T_C. Dispozitivele *TIL GTO* de medie putere au fost supuse unor impulsuri rectangulare de curent anodic cu un factor de umplere de 50% (condiții de test: $V_D = 800$ V, $di_{GR}/dt = 15$ A/μs).

2) Reducerea timpului de viață al purtătorilor minoritari (în cazul de față, prin tehnica difuziei de aur) are ca efect diminuarea timpilor de stocare t_s și de cădere t_f (figura 4.40) în comparație cu dispozitivele-martor („*normale*") procesate simultan, dar care nu au fost difuzate cu aur;

3) La o valoare constantă a duratei impulsului negativ de poartă (t_{grm}), cîștigul maxim $G_{off\,(max)}$ (vezi relația 1.23) crește monoton odată cu nivelul curentului anodic comutat i_T (figura 4.41), avînd valori tipice în gama (12...18). Acest comportament implică faptul că, pe măsura creșterii nivelului de curent comutat i_T, scade fracțiunea relativă a curentului de comandă i_{GR}, necesar întreruperii curentului i_T, fapt ce reflectă eficiența porții în controlul fenomenelor la stingere. Timpul de blocare t_{gq} este inferior valorii de 10 μs chiar la nivele ridicate ale curentului anodic i_T. Sporirea ratei de creștere a curentului de poartă (di_{GR}/dt) determină mărirea valorii parametrului $G_{off(max)}$ (figura 4.41) și micșorarea timpului de stocare t_s;

3) Abilitatea dispozitivelor, avînd aria utilă de $A_k \simeq 8$ mm^2, de a întrerupe fiabil, în mai puțin de 10 μs, curentul anodic maxim de $I_{TQRM} = 60$ A, ceea ce echivalează cu o densitate $j_{TCM} = 750$ A/cm^2 (!). Valoarea curentului I_{TQRM} a dispozitivelor *TIL GTO* de medie putere este de peste două ori mai mare decît cea înregistrată în tiristoare *GTO* convenționale de aceeași arie și capsulă [30] [39], în timp ce valoarea densității curentului anodic întrerupt j_{TCM} este dintre cele mai ridicate, înregistrate pînă în prezent în dispozitive semiconductoare de putere active [4] [6] [7] [30]. Această performanță se datorează în primul rînd abilității configurației *TIL*, proiectate optimal, de a mări aria finală în conducție la începutul fazei t_f și de a asigura extragerea uniformă a curentului din toate celulele elementare constitutive ale structurii tiristoarelor. Trăsăturile menționate previn aglomerarea curentului anodic în cîteva mini-celule în cursul procesului de stingere, fenomen care conduce, de regulă, la distrugerea electrotermică a tiristoarelor *GTO*, interdigitate convențional [32] [40] [41].

Fiabilitatea electrotermică înaltă a dispozitivelor *TIL GTO* se reflectă în caracteristica lor de frecvență (figura 4.42). Aceste dependențe ale curentului anodic mediu $I_{T(AV)}$ de frecvența de comutare (f) a tiristoarelor, avînd temperatura capsulei constantă ($T_C = const.$), au fost determinate prin supunerea dispozitivelor la pulsuri rectangulare de curent cu factor de umplere de 50%. Odată cu creșterea frecvenței de lucru, deci a ponderii pierderilor de comutație în valoarea puterii totale disipate (vezi § 6.7.4), curentul de sarcină a fost redus progresiv pentru a menține temperatura capsulei T_C în regimul izoterm prestabilit. Funcționarea dispozitivelor în condiții de tensiuni anodice ridicate la frecvențe de 50 kHz...100 kHz și la un curent anodic egal cu 15%...30% din valoarea curentului nominal $I_{T(AV)}$ atestă gradul înalt de fiabilitate al tiristoarelor *TIL GTO* [28] [30] [33].

4.3.8. Tiristoare *TIL GTO* de mare putere

Tiristoarele *TIL GTO* de 2 500/120 A, capabile de a întrerupe fiabil curenți anodici $I_{TQRM} = 600$ A, s-au realizat pe plachete de tip n cu rezistivitatea de 85...90 ohm·cm, avînd diametrul de $\varnothing = 32$ mm și grosimea de 520 μm. Structura *pnp*, prezentînd adîncimi relativ mari ale joncțiunilor J_1 și J_2 de tensiuni înalte (figura 4.43), a fost realizată prin difuzia de aluminiu-galiu, conform procedurii detaliate în § 3.3.2.2 (vezi și § 3.5.3.3). Zonele n_2 de catod se implementează prin difuzia de fosfor în două trepte (vezi

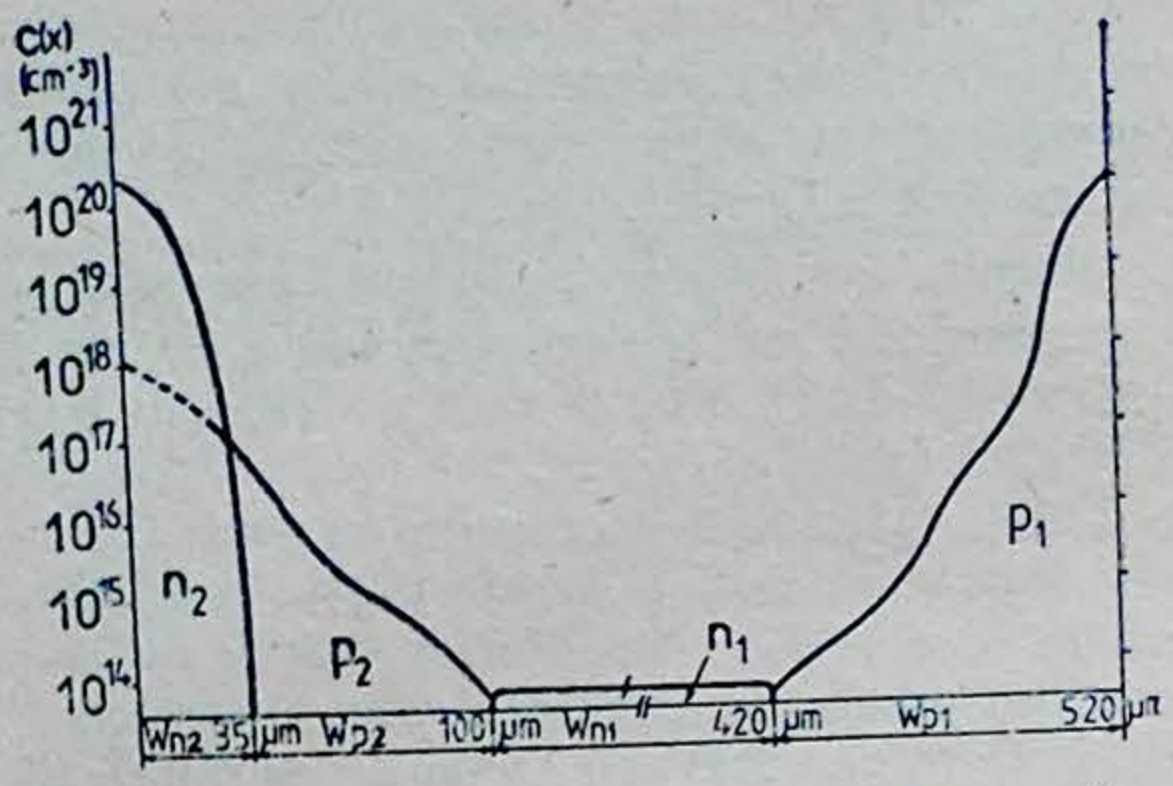


Fig. 4.43. Profil tipic de impurități în structura unui tiristor de 2 500 V.

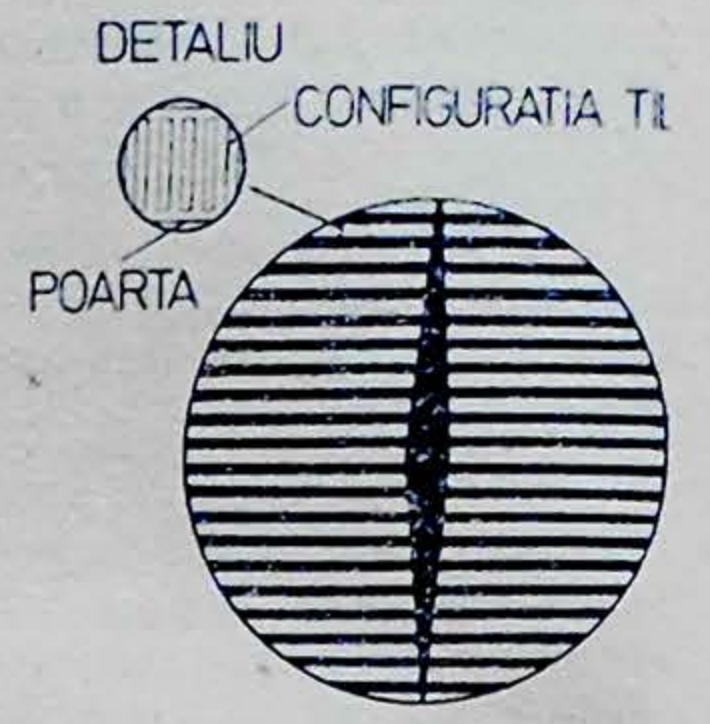


Fig. 4.44. Configurația de metalizare poartă-catod utilizată pentru tiristoarele *TIL GTO* de mare putere (2 500 V/600 A).

§ 43.7). Distribuția de impurități în structura verticală *pnpn* standard a tiristoarelor de 2 500 V este prezentată în figura 4.43, din care a rezultat valoarea rezistenței pe pătrat $R_{\square 1}$ în bazele p_2 subțiri. Rezistența pe pătrat $R_{\square 2}$ a bazelor p_2 groase rezultă din considerentul obținerii în final a unei valori minime a tensiunii de străpungere poartă-catod $BV_{GK} = 15$ V (vezi figurile 3.2, 3.6 și 4.3). Pentru raportul tipic al rezistențelor pe pătrat de $(R_{\square 2}/R_{\square 1}) \simeq 15$ și $k = 0{,}5$, din relația (4.19) se obține $(a/b) = 2{,}5$ (vezi figura 4.33). Aria utilă a catodului ($A_k = 1{,}7$ cm²) a tiristoarelor *TIL GTO* este formată din $N = 6\,688$ mini-celule de arie elementară ($a \times b$) [9] [36] [38].

În scopul menținerii la o valoare constantă ($a \times b$) a ariilor elementare (figura 4.33) și pentru a minimiza impactul negativ al neomogenităților/anizotropiilor, tipice pentru structuri implementate pe plachete de diametre mari (vezi § 3.3.1), în metalizarea zonei poartă-catod s-a utilizat configurația din figura 4.44, adaptată din producția curentă de celule solare [9]. Contactul terminalului de poartă G se plasează în centrul structurii din figura 4.44, formată din 42 de fișii radiale paralele de grosime 600 µm și lungimi variabile în gama 3,5 mm. . . 10,5 mm. Valoarea maximă a căderii de tensiune indusă de-a lungul fișiei de metalizare de 10,5 mm. de fracțiunea corespunzătoare a curentului negativ de poartă nu depășește 0,3 V la $i_T = I_{TQRM} = 600$ A și $G_{off} = 5$ ($I_{GRM} = I_{TQRM}/G_{off} = 200$ A). Minimizarea defocalizării (diferenței de potențial dintre periferia și centrul fișiilor de metalizare) contribuie la prevenirea aglomerării locale a curentului anodic în decursul procesului de stingere, ceea ce permite creșterea densității maxime a curentului comutat j_{TCM} [9] [36] [38].

Tabelul 4.2 **Parametrii electrici principali ai tiristoarelor *TIL GTO* de mare putere (2500 V/600 A) având aria catodului $A_k = 1{,}7$ cm²**

Parametrul	Valoarea	Condiții de testare
Curentul minim de amorsare pe poartă, I_{GT}	250 mA	$V_D = 6$ V ; $T_{vj} = 25$°C
Tensiunea minimă de amorsare pe poartă, V_{GT}	700 mV	$V_D = 6$ V ; $T_{vj} = 25$°C
Curentul de menținere/acroșaj, I_H/I_L	2 A	$I_{GFM} = 3$ A ; $t_{gf} = 20$ µs $T_{vj} = 25$°C
Căderea de tensiune în conducție directă, V_{TM}	< 2 V	$I_{TM} = 500$ A ; $T_{vj} = 25$°C
Capabilitatea în dV/dt	> 1 kV/µs	Metoda liniară ; $V_D = 2/3\ V_{DRM}$; $T_{vj} = 125$°C
Curentul rezidual în starea de blocare în direct, I_D	< 40 mA	$V_D = 2$ kV ; $T_{vj} = 125$°C
Curentul maxim de suprasarcină nerepetitiv, I_{TSM}	> 3,5 kA	$T_{vj} = 125$°C ; Impuls semisinusoidal de curent cu durata de 10 ms.

Timpul de viaţă al purtătorilor minoritari în baze a fost controlat prin : 1) tehnica getterării cu bor (vezi § 3.4.2), care este parţial responsabilă pentru valorile reduse ale căderii de tensiune în direct V_{TM} şi ale curentului rezidual I_D, pentru sensibilitatea înaltă la amorsare (I_{GT}, V_{GT} şi I_L de valori reduse) şi excelenta capabilitate în suprasarcină (I_{TSM}) a dispozitivelor *TIL GTO* (vezi tabelul 4.2 şi figura 4.45) ; 2) difuzia de aur la temperatura $T =$ $= 861°C$ (vezi § 3.4.3), care a redus timpul de viaţă (la 3. . . 5 μs) şi timpul de blocare al tiristoarelor. Din caracteristica $I-V$, trasată comparativ cu cea a tiristoarelor-martor, care nu au fost difuzate cu aur (figura 4.45), se remarcă faptul că valoarea căderii de tensiune în direct (V_{TM}) este rezonabilă chiar la nivele de curenţi, tipice regimului de suprasarcină ($j_T =$ $=$ 1 000 A/1,7 cm² ≃ 600 A/cm²!) Densitatea relativ redusă de putere, disipată în starea *ON*, explică capabilitatea ridicată în suprasarcină a tiristoarelor *TIL GTO* : parametrului $I_{TSM} \geqslant$ $\geqslant$ 3,5 kA (vezi tabelul 4.2) îi corespunde densitatea de curent de peste 2 000 A/cm² (!)

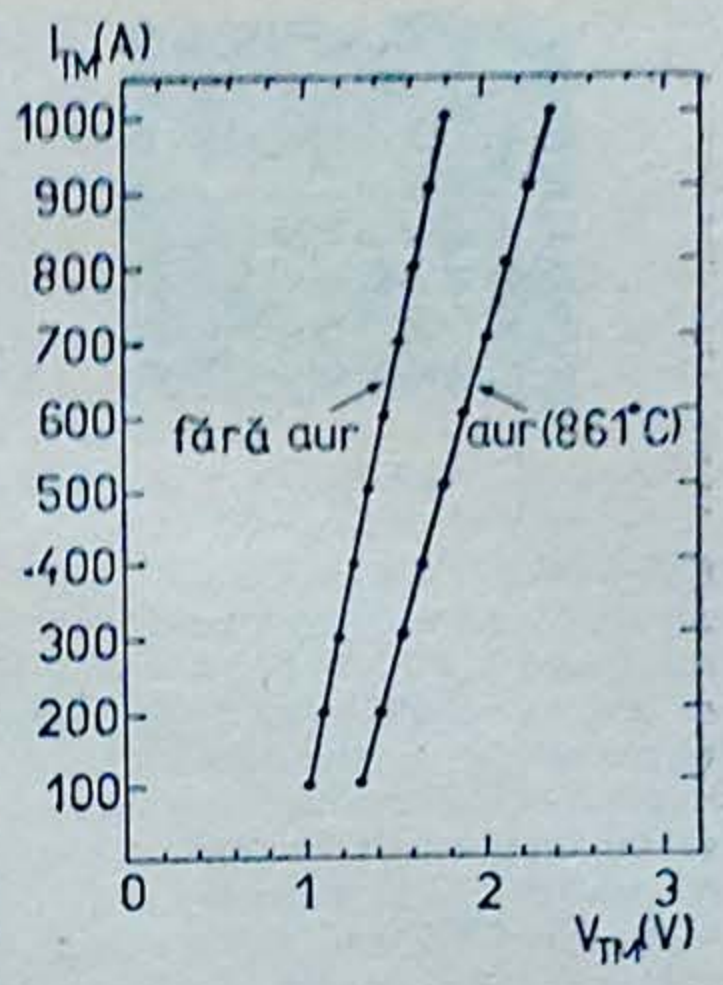


Fig. 4.45. Caracteristica statică curent-tensiune a tiristoarelor *TIL GTO* de 2 500V) având aria catodului $A_k = 1{,}7$ cm². (Dispozitivele difuzate cu aur la 861°C sînt comparate cu tiristoare-martor).

Evaluarea dinamică a dispozitivelor *TIL GTO*, operate pe o sarcină cu caracter inductiv ($L = 8$ μH), adică în condiţii apropiate celor din circuitele practice, s-a efectuat cu ajutorul variantei modificate a schemei de comandă/test din figura 6.19. Din comportamentul la amorsare, se remarcă următoarele (figurile 4.46 şi 4.47) : 1) reducerea marcantă a timpului de întîrziere t_d odată

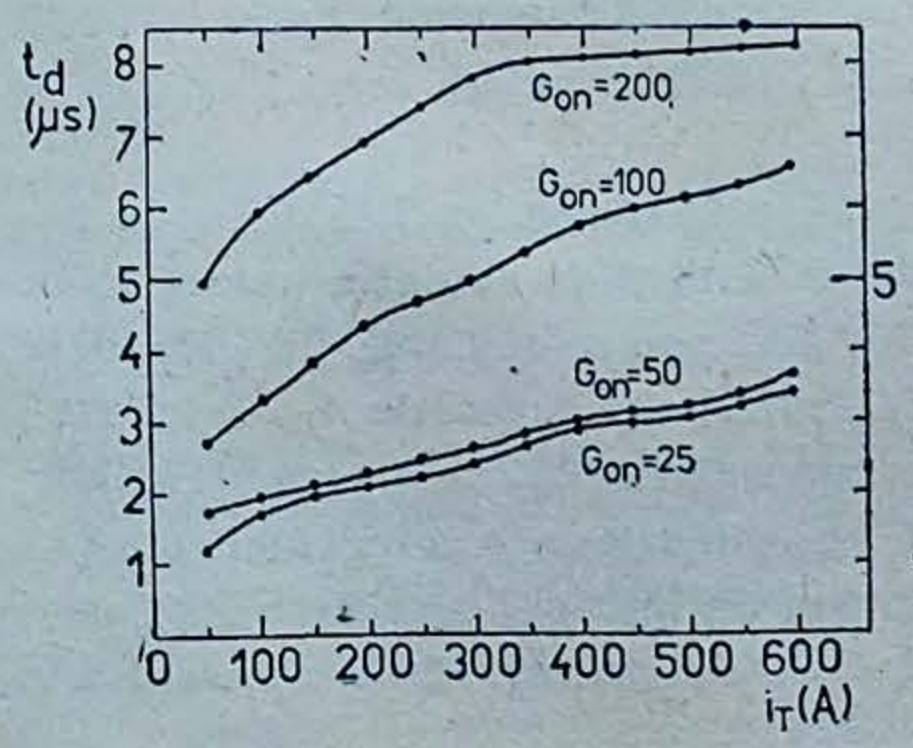


Fig. 4.46. Timpul de întîrziere la amorsare t_d ca funcţie a curentului anodic (i_T) în conducţie directă pentru cîteva valori caracteristice ale cîştigului la amorsare (G_{on}) pentru tiristoare *TIL GTO* de mare putere (2 500 V/600 A) cu aria catodului $A_k = 1{,}7$ cm² (condiţii de test $V_D = 1000$ V ; $t_{gf} = 20$ μs ; $di_{GF}/dt = 20$ A/μs).

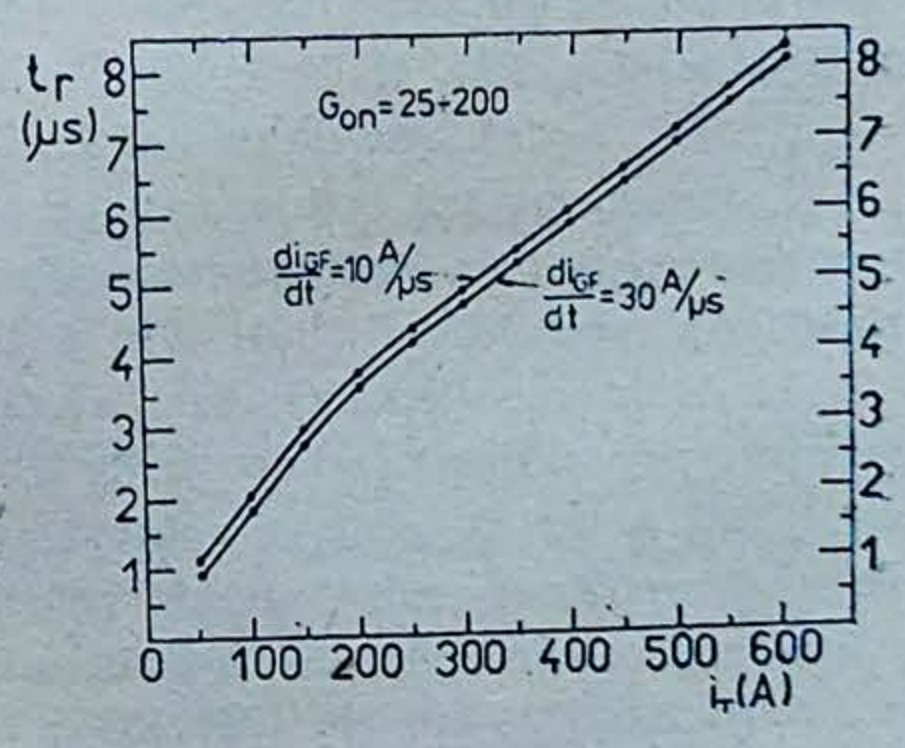


Fig. 4.47. Timpul de creştere t_r ca funcţie a curentului anodic i_T la două valori tipice ale ratei de creştere (di_{GF}/dt) a curentului pozitiv pe poartă pentru un tiristor *TIL GTO* de mare putere cu aria catodului $A_k = 1{,}7$ cm². (Timpul t_r este independent de cîştigul la amosare G_{on}).

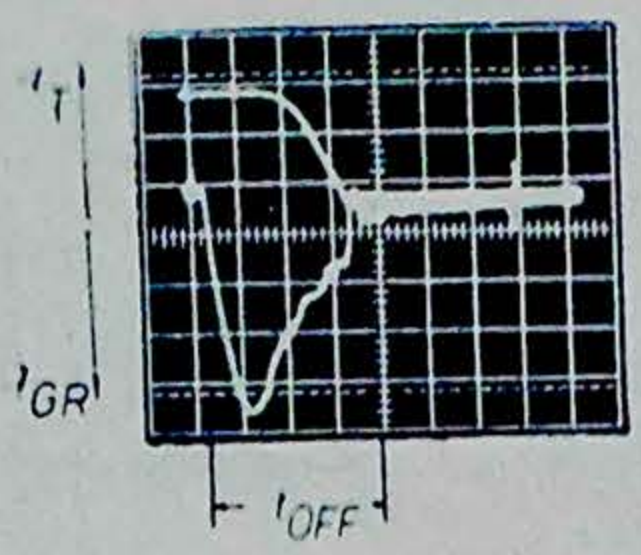


Fig. 4.48. Oscilogramele curentului anodic i_T (curba superioară, 250 A/*diviziune*) şi ale curentului negativ de poartă i_{GR} (curba inferioară, 20 A/*diviziune*) în cursul timpului de blocare pe poartă (t_{off}) al unui tiristor *TIL GTO* de mare putere (2 500 V/600 A) avînd aria catodului de $A_k = 1{,}7$ cm². Timpul pe abscisă este de 5 μs/*diviziune*). (Condiţii de test: $V_D = 1\,500$ V, frecvenţa de comutare $f = 50$ Hz, durata conducţiei directe $t_p = 100$ μs, $G_{on} = 200$, $di_{GF}/dt = 30$ A/μs, inductanţa de sarcină $L = 8$ μH).

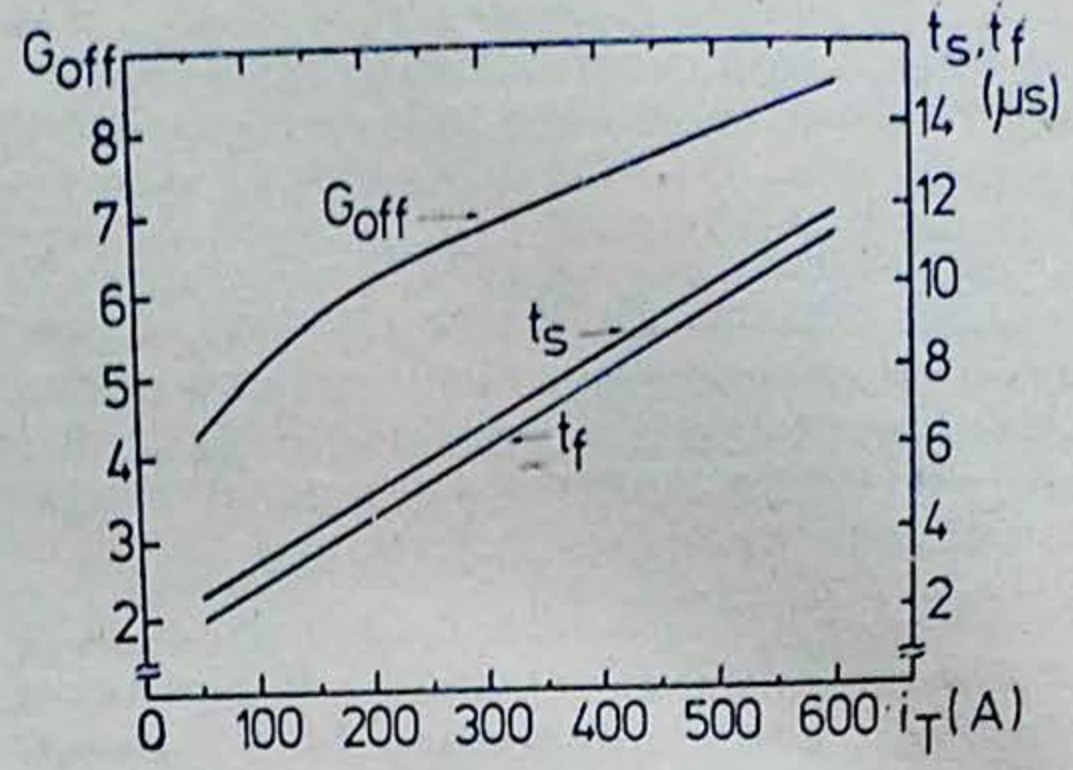


Fig. 4.49. Dependenţele experimentale ale cîştigului operaţional la blocare G_{off} şi ale valorilor corespunzătoare ale timpilor de stocare (t_s) şi de cădere (t_f) de nivelul curentului anodic în conducţie directă (i_T) pentru tiristoare *TIL GTO* de mare putere (2 500 V/600 A), avînd aria catodului $A_k = 1{,}7$ cm². (Condiţii de testare: similare cu cele din fig. 4.48, $t_{gr} = 30$ μs).

cu scăderea cîştigului la amorsare G_{on} (adică cu creşterea amplitudinii semnalului de poartă I_{GFM}); 2) relativa insensibilitate a duratei t_d faţă de semnalul I_{GFM}, odată cu scăderea cîştigului G_{on}s ub valoarea de *50*; 3) relativa independenţă a timpului de creştere t_r faţă de cîştigul G_{on} şi panta de creştere a curentului de poartă (di_{GF}/dt). De notat faptul că timpul de amorsare t_{gt} ($= t_d + t_r$) al tiristoarelor *TIL GTO*, comutate la $i_T = 600$ A cu un semnal $I_{GFM} = 12$ A ($G_{on} = 50$) este de numai 11 μs (!)

Comportamentul la blocarea pe poartă a tiristoarelor *TIL GTO* de putere este relevat de oscilogramele din figura 4.48 şi de evoluţia parametrilor tipici ai stingerii din figurile 4.49 şi 4.50, din care se remarcă [9] [36] [38]:

1) Abilitatea dispozitivelor *TIL GTO*, avînd aria activă de $A_k = 1{,}7$ cm², de a întrerupe fiabil, în mai puţin de 30 μs cu un cîştig $G_{off} \simeq 8$, curenţi anodici de $I_{TQRM} = 600$ A, ceea ce echivalează cu o densitate a curentului comutat de $j_{TCM} \simeq 350$ A/cm². Această valoare a densităţii j_{TCM} este cu 75% mai mare decît cea înregistrată în tiristoarele *GTO* din aceeaşi clasă, interdigitate convenţional [3]—[5] [9] [36] [38];

2) Creşterea factorului operaţional G_{off} cu nivelul curentului anodic comutat (figura 4.49);

3) Flexibilitatea comenzii pe poartă, exprimată de compromisul dintre valorile cîştigului G_{off} şi cele ale timpilor t_s, respectiv t_f (figura 4.50). Esenţa acestui compromis rezidă în faptul că dispozitivele *TIL GTO* pot fi stinse cu semnale I_{GRM} de valori mai reduse (adică pot fi o operate cu un cîştig G_{off}

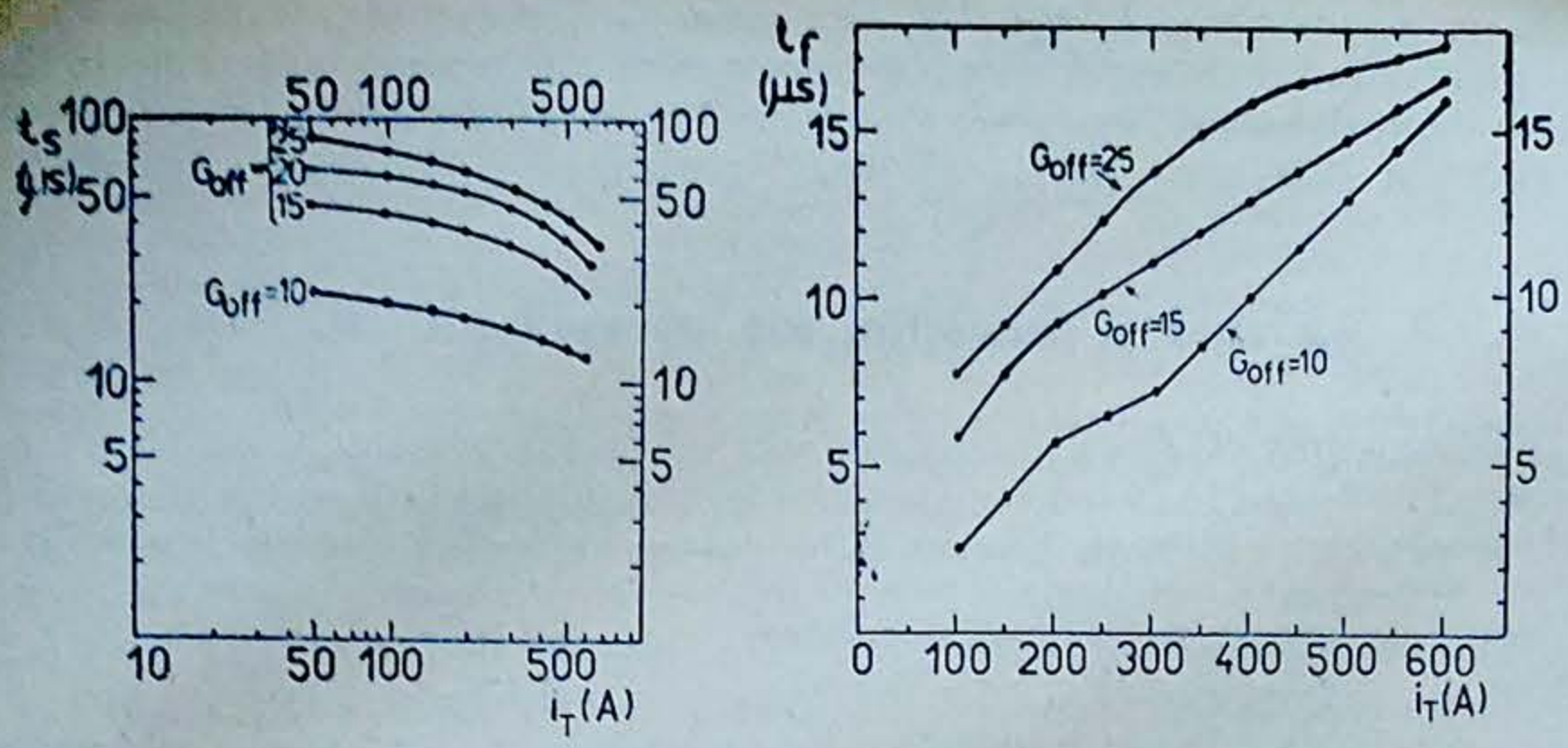


Fig. 4.50. Timpul de stocare t_s (*a*) și timpul de cădere t_f (*b*) în funcție de nivelul curentului anodic (i_T) în conducție directă printr-un tiristor *TIL GTO* de mare putere (2 500 V/600 A ; $A_k = 1{,}7$ cm^2) la cîteva valori tipice ale cîștigului la blocare G_{off} (Condiții de testare : similare cu cele din figura 4.48 ; $t_{gr} = 100$ μs, $di_{GR}/dt = 20$ A/μs).

mai ridicat), cu prețul creșterii timpului de blocare t_{gq}. Astfel, tiristoarele *TIL GTO* pot comuta curentul $i_T = I_{TQRM} = 600$ A cu cîștigul $G_{off} = 10$ ($I_{GRM} = I_{TQRM}/10 = 60$ A) într-un interval $t_{gq} = 30$ μs (figura 4.50). Același curent (I_{TQRM}) este întrerupt în timpul $t_{gq} = 50$ μs cu un cîștig $G_{off} = 25$ ($I_{GRM} = 24$ A). Posibilitatea operării tiristoarelor *GTO* la valori ridicate ale cîștigului G_{off} se traduce prin simplificarea etajelor finale ale circuitelor de comandă pe poartă (vezi capitolul 6). Creșterea timpului de blocare t_{gq} odată cu sporirea cîștigului G_{off} nu constituie un impediment în funcționarea tiristoarelor la frecvențe joase de comutație (vezi § 6.7.4).

4) Scăderea valorii timpului de stocare t_s odată cu creșterea nivelului curentului comutat i_T la cîștig G_{off} constant (figura 4.50, *a*). Această particularitate a tiristoarelor *TIL GTO* se explică prin creșterea raportului r (relația 4.6) odată cu nivelul curentului i_T, adică sporirea fracțiunii I_2 a curentului anodic, a cărei conducție este asigurată de secțiunile *pnpn* cvasi-neregenerative (figura 4.24). Scăderea menționată a timpului t_s se explică atît prin evacuarea nestingherită pe poartă a fracțiunii mărite a curentului I_2 de-a lungul căilor de rezistență redusă din bazele p_2 groase (figura 4.21), cît și prin anihilarea sarcinii electrice excedentare a purtătorilor minoritari — în procesele recombinaționale din bazele p_2 — în decursul unui interval t_s mai îndelungat [9] [38] ;

5) Capabilitatea dispozitivelor de a funcționa fiabil chiar la valori mari ale timpului de cădere t_f, asociat unui cîștig G_{off} mai ridicat (figura 4.50, *b*). Întrucît pierderile de putere pe dispozitiv, deci și încălzirea sa în cursul procesului de stingere sînt direct proporționale cu timpul t_f (vezi § 6.7.4), funcționarea fiabilă a tiristoarelor *TIL GTO* la valori mari ale cîștigului G_{off}, asociate unor faze t_f mai lungi, constituie o indicație indirectă a faptului că zona finală în conducție crește odată cu timpul t_f. Fiabilitatea electrotermică a tiristoarelor *TIL GTO* este dictată, în ultimă instanță, de corelația dintre pierderile la stingere, care cresc odată cu creșterea timpului t_f, și aria finală în conducție, care determină densitatea puterii disipate, deci rata de încălzire a dispozitivelor.

Tiristoarele *TIL GTO* de mare putere pot întrerupe fiabil curenți de $i_T = I_{TQRM} = 600$ A pînă la frecvențe de comutație $f = 200$ Hz (cu un

factor de umplere de 50 %). La frecvențe de funcționare de peste 200 Hz cînd pierderile de comutație devin importante, antrenînd încălzirea pronunțată a dispozitivelor, valoarea curentului anodic trebuie redusă progresiv așa cum s-a ilustrat în figura 4.42 pentru tiristoarele de medie putere [38]

4.3.9. Aplicații și dezvoltări ale conceptului *TIL*

Eficiența porții *dublu interdigitate* în controlul procesului de stingere a tiristoarelor *GTO* [1] [34] a condus la ideea implementării conceptului *TIL* în tiristoare convenționale pentru îndeplinirea anumitor scopuri funcționale. Astfel, aplicarea configurației *TIL* în *tiristoarele cu blocarea asistată de poartă* [9] [42] a permis micșorarea substanțială a timpului de blocare t_q (vezi § 5.2). Utilizarea conceptului *TIL* în tiristoare convenționale asigură obținerea unei capabilități ridicate în dV/dt (vezi tabelele 4.1 și 4.2) fără a se recurge la șunturi de catod [35] [37]. Transferarea conceptului *TIL* în domeniul tranzistoarelor bipolare de putere (figura 4.18) s-a soldat cu creșterea vitezei de comutație și a capabilității în tensiune a acestor dispozitive, simultan cu ameliorarea fiabilității lor electrotermice [43]—[45]. Astfel, conceptul *TIL* a creat o nouă clasă de dispozitive semiconductoare de putere, avînd ca numitor comun aceeași configurație poartă (bază)-catod (emitor) [46].

Utilizarea conceptului *TIL* în *tiristoare cu blocare pe poartă asimetrice* sau cu *conducție în invers* (*RCGTO*) poate ameliora substanțial performanțele globale ale acestor dispozitive. O dezvoltare intrinsecă a conceptului *TIL* este ilustrată de structura din figura 4.51. Acest dispozitiv îmbină avantajele tiristoarelor *SI/FC* (vezi § 5.3) cu cele ale dispozitivelor *GTO*. În comparație cu configurația *TIL* standard (figura 4.17), structura acestui nou dispozitiv cuprinde griduri p^+, care se extind din zonele subțiri n_2 ale catodului prin baza p_2 pînă în stratul n_1. Configurația *TIL* și gridurile p^+ controlează comportamentul dispozitivului în toate regimurile de lucru. În stările de blocare în direct și în invers acest dispozitiv se comportă ca un tiristor convențional (vezi § 2.2 și § 2.3). Amorsarea dispozitivului, aflat în starea de blocare în direct, se efectuează prin aplicarea unei tensiuni pozitive de comandă pe poartă (*G*). Aplicarea unui semnal pozitiv pe terminalul *G*, deci pe gridurile p^+, are drept rezultat „*inundarea*" bazelor p_2 subțiri cu purtători majoritari (goluri), care antrenează amorsarea rapidă a tiristorului. Stingerea acestui dispozitiv are loc prin aplicarea unei tensiuni negative pe terminalul *G*. Extragerea curentului din baza p_2 are loc de-a lungul căilor de rezistență scăzută ale gridurilor p^+, puternic dopate cu impurități. Procesul de blocare pe poartă este „*asistat*" de zonele de sarcină spațială formate între fiecare pereche de griduri adiacente, fenomen similar cu cel din tiristoarele *SI/FC* (vezi § 5.3). Dacă distanța dintre griduri este suficient de mică, atunci

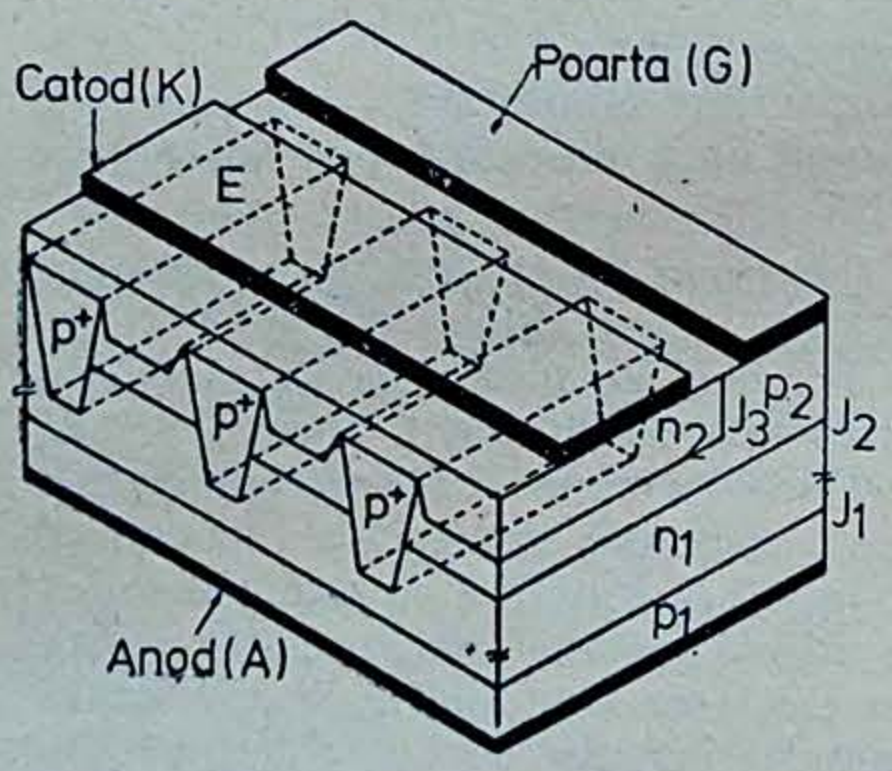


Fig. 4.51. Structura unui tiristor *TIL GTO* utilizînd griduri p^+, similare celor din dispozitivele *SIT/FCT*.

la o tensiune negativă de 10...15 V aplicată pe poartă, calea verticală de curent de-a lungul secțiunilor *pnpn* standard poate fi închisă. Această particularitate structural-funcțională facilitează blocarea rapidă a dispozitivului.

Validitatea conceptelor prezentate a fost demonstrată pe tranzistoare bipolare de putere $n^+ - p - p^- - n^+$. Structura acestor tranzistoare este similară cu cea din figura 4.51, în care stratul de anod p_1 se înlocuiește cu stratul de colector n^+. În aceste tranzistoare s-a înregistrat o diminuare de peste 10 ori a timpilor de întîrziere t_d și de creștere t_r, precum și o reducere de peste două ori a timpului de cădere t_f, în comparație cu tranzistoare convenționale similare, procesate simultan [47].

4.4. TENDINȚE ACTUALE

Dezvoltările din ultimii ani în domeniul tiristoarelor *GTO* au permis creșterea marcantă a puterii maxime comutate de aceste dispozitive [1]—[6], [8]. Ca urmare a rafinării geometriei verticale și a configurației poartă-catod, tiristorul *GTO* s-a impus treptat printre dispozitivele semiconductoare de putere active ca un comutator electronic fiabil avînd cea mai ridicată capabilitate în curent și tensiune (vezi § 5.5.1). În prezent, există tiristoare *GTO* de 3 000 V/1 000 A realizate pe plachete de siliciu cu diametrul de 40 mm și de 2 500 V/2 000 A (4 500 V/ 2 000 A), fabricate pe plachete cu diametrul de 60 mm [4] [19]. Prin utilizarea unor plachete de siliciu de 3 inch (diametrul de ~ 76 mm) pot fi realizate dispozitive *GTO* de tensiuni înalte (⩾ 3 000 V) cu capabilități în curent de ~ 3 000 A. Creșterea curentului comutat de tiristoarele *GTO* psete 3 000 A este limitată de doi factori [4] [6] [8] : 1) costul ridicat al siliciului de calitate cu diametrul de 4 inch (~ 100 mm) ; 2) utilitatea unui asemenea dispozitiv pentru beneficiar. Primul impediment menționat derivă din inexistența — la scară comercială — a siliciului *FZ* (*F*loat *Z*one) de calitate cu diametre de ~ 100 mm. Utilizarea siliciului cu diametrul de ~ 100 mm, obținut prin creșterea după metoda Czochralski (*CZ*) nu permite fabricarea tiristoarelor performante de tensiuni înalte (vezi § 3.3.1). În consecință, realizarea tiristoarelor *GTO* cu capabilități în putere depeste 3 000 V/3 000 A va deveni posibilă doar atunci cînd va fi disponibil siliciul cu diametre de ⩾ 4 *inch* (⩾ 100 mm) de rezistivitate înaltă (⩾ 100 ohm·cm), de tip *FZ*. Întrucît dezvoltările în domeniul materialelor semiconductoare sînt dictate în principal de cerințele industriei circuitelor integrate, care utilizează siliciu crescut după metoda *CZ*, producerea pe scară largă, la un preț rezonabil, a siliciului *FZ* cu diametre de ⩾ 100 mm, este puțin probabilă în viitorul apropiat [4] [6] [8]. Al doilea factor limitativ derivă din utilitatea tiristoarelor *GTO* de curenți depășind 3 000 A : întreruperea acestor curenți cu un factor tipic de cîștig la blocare $G_{off} = 5$ necesită extragerea pe poartă a semnalelor $I_{GRM} \geqslant 600$ A (!), ceea ce implică creșterea marcantă a complexității și costului circuitelor de comandă. Ca urmare, la nivele de putere peste 3 kV/3 kA competiția dintre tiristoarele *GTO* și cele convenționale va continua să fie extrem de strînsă, întrucît costurile circuitelor de comandă și *snubber* ale *GTO* (vezi capitolul 6) devin comparabile cu cele ale circuitelor de comutare forțată, utilizate în stingerea tiristoarelor convenționale (vezi figura 1.19).

Alegerea concretă dintre tiristoarele *GTO* și cele convenționale pentru aplicații la nivele de puteri extrem de ridicate va depinde de detaliile specifice ale utilizatorului [4] [6] [8].

Realizarea tiristoarelor *GTO* de curenți mari ($I_{TQRM} \geqslant 2$ kA) cu tensiuni de blocare de peste 3 kV prezintă dificultăți la nivel fundamental. Aceste dispozitive necesită plachete de siliciu *n* relativ groase (⩾ 600 μm) de rezis-

tivitate înaltă ($\rho_n = 100...300$ ohm·cm). Una dintre limitările fundamentale provine din faptul că, pentru rezistivități ρ_n cuprinse între 200 ohm·cm și 300 ohm·cm, temperatura tipică de lucru a joncțiunii ($T_{vj} = 125°C$) este apropiată de temperatura intrinsecă T_i (vezi figura 1.41). Instabilitățile electrotermice, asociate condiției $T_{vj} \simeq T_i$, sînt amplificate de neomogenitățile/anizotropiile de arie, tipice structurilor realizate pe plachete de diametre mari ($\geqslant 50$ mm), ceea ce impune limitări severe asupra fiabilității în funcționarea unor asemenea dispozitive *GTO* (vezi § 1.5.2.3 și § 2.8). Grosimea și rezistivitatea relativ mare a bazei n_1 în dispozitive *GTO* de tensiuni înalte antrenează creșterea căderii de tensiune în direct V_{TM} (deci a pierderilor asociate), ceea ce: 1) limitează densitatea curentului anodic comutat; 2) împiedică utilizarea tehnicilor de reducere ale timpului de viață din cele două baze, tocmai în scopul de a preveni creșterea corespunzătoare a puterii disipate în starea *ON* [4] [6] [8] [9] [41]. Din aceste considerente fizice rezultă că, la tensiuni de blocare peste 3 kV și curenți $I_{TQRM} = 1$ kA, viitorul aparține tiristoarelor *GTO* cu structura verticală *asimetrică* sau de tip *RCT*, adică dispozitivelor care nu posedă capabilitatea de blocare în invers [4] [6] [8]. Tiristoarele *GTO* asimetrice pot fi realizate pe plachete de grosimi și rezistivități mai reduse, ceea ce facilitează micșorarea tehnologică a timpilor de blocare pe poartă, la valori practic constante ale căderii de tensiune în direct (vezi § 4.2.2). Avantajul esențial al tiristoarelor *RCGTO* rezidă în faptul că diminuarea timpului de blocare se poartă se realizează *numai* cu ajutorul șunturilor de anod (vezi § 4.2.3).

Din cele prezentate rezultă că depășirea pragului de putere de 6 kV/3 kA în domeniul tiristoarelor *GTO* este puțin probabilă în viitorul apropiat. Eforturile principale sînt concentrate în prezent în direcția diminuării puterii de comandă pe poartă (în scopul simplificării circuitelor de comandă), fapt atestat de dezvoltarea rapidă în ultimii ani a dispozitivelor *pnpn* cu poartă izolată (*MOS*). În perspectivă, tiristorul *GTO* cu poartă *MOS* (*MOS GTO*) va deveni dispozitivul capabil de a comuta cea mai ridicată densitate a curentului anodic utilizînd în acest scop puteri practic nule de comandă (vezi § 5.4.4 și § 5.5.2).

Rafinarea unor configurații prezentate în acest capitol va ameliora performanțele tiristoarelor *GTO* integral bipolare. Conceptul de dublă interdigitare (*TIL*), caracterizat printr-o complexitate redusă de realizare tehnologică, se va impune ca o configurație poartă-catod standard, inclusiv în tiristoarele *RCGTO* și cele asimetrice [46]. Structura unui tiristor *TIL RCGTO* este prezentată în figura 4.52 pentru ilustrare.

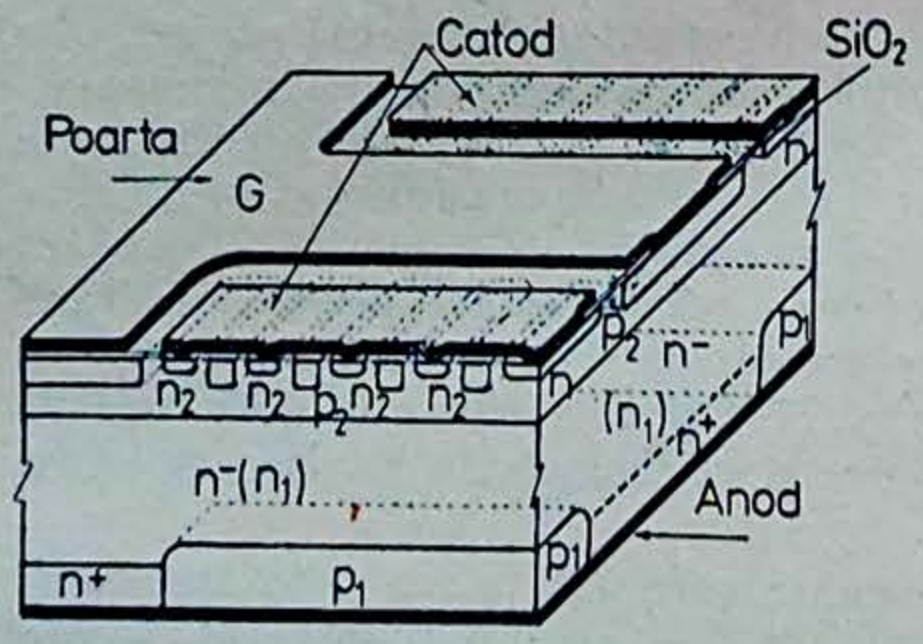


Fig. 4.52. Structura unui tiristor *TIL RCGTO*

Amplificarea avantajelor tiristorului *RCGTO* este posibilă cu ajutorul structurii din figura 4.53, care permite micșorarea timpului de stingere pe poartă simultan cu menținerea capabilității de blocare în invers a dispozitivului. Particularitatea structurii rezidă în realizarea emitorului de anod (p_1) sub formă ondulată. Rolul porțiunii centrale îngustate este cel jucat de șunturile de anod într-un tiristor *RCGTO* (vezi § 4.2.3). Astfel, în timpul fazei de cădere (t_f) a proce-

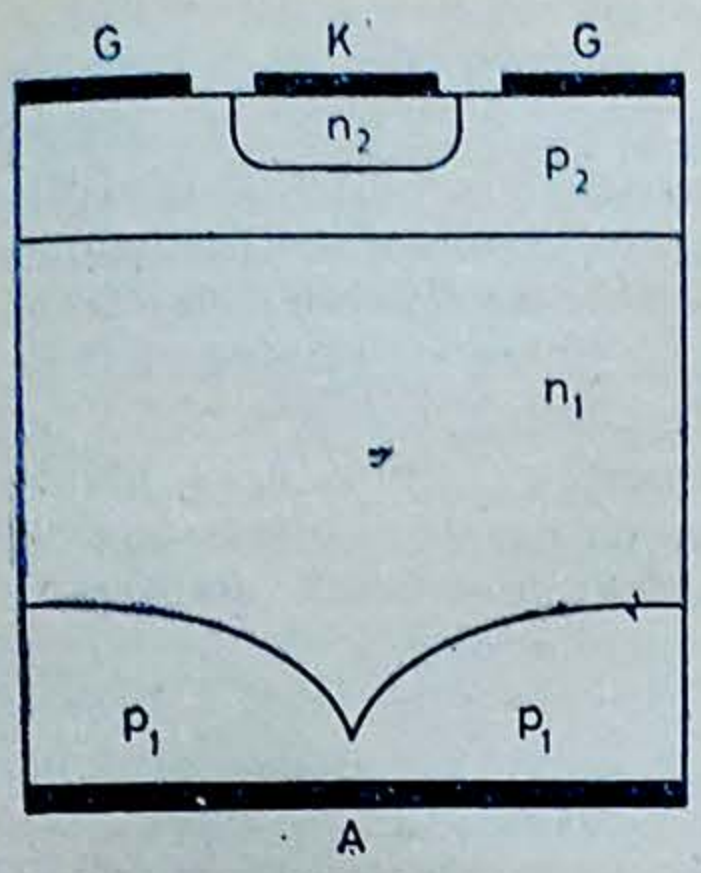


Fig. 4.53. Structura unui tiristor *GTO* cu emitorul de anod (p_1) realizat sub formă ondulată.

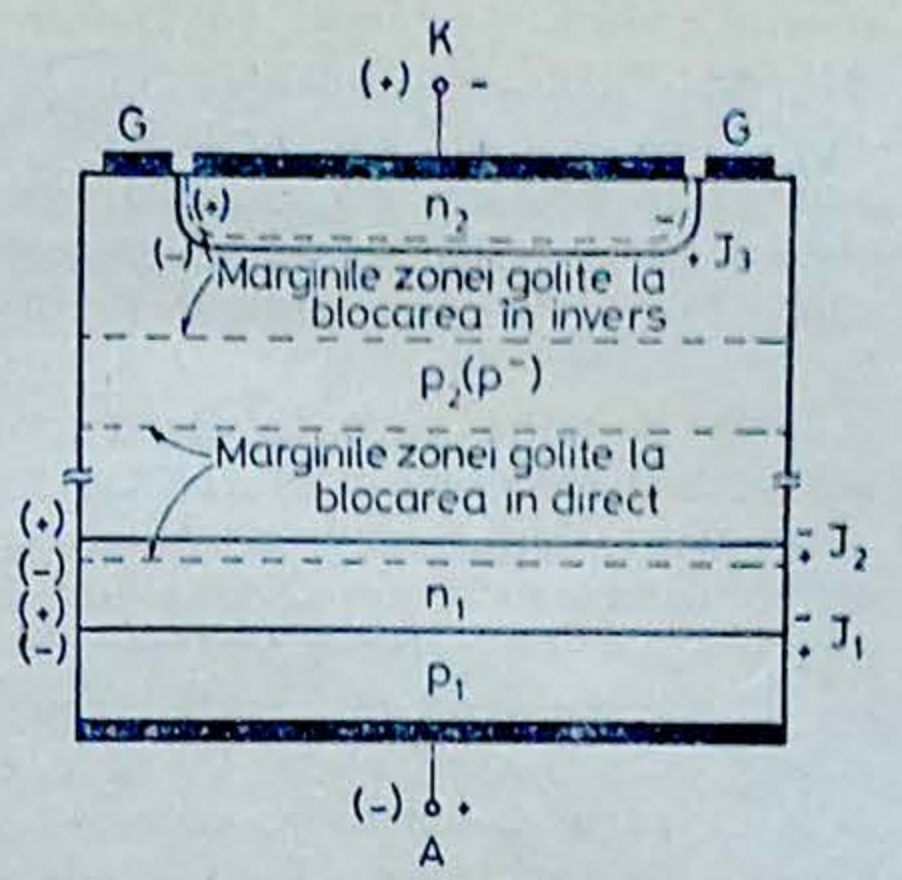


Fig. 4.54. Structura unui tiristor *GTO* realizat pe o plachetă de tip *p* de rezistivitate mare („p^- *GTO*"), cu indicarea zonelor de sarcină spațială ale joncțiunilor care blochează tensiunile aplicate în direct, respectiv în invers.

sului tranzitoriu de blocare, sarcina reziduală din baza groasă n_1 este expulzată rapid de rampa dV_D/dt prin porțiunea centrală a emitorului p_1 ondulat. În consecință, într-un asemenea dispozitiv există posibilitatea reducerii timpului de blocare pe poartă chiar fără utilizarea tehnicilor de micșorare ale timpului de viață al purtătorilor minoritari, fapt care permite menținerea la valori scăzute a căderii de tensiune în direct V_{TM}. Absența șunturilor de anod conferă tiristorului *GTO* cu emitorul p_1 ondulat capabilitatea de blocare a tensiunii aplicate în invers.

O variantă simplă de tiristor *GTO*, în care se obține o creștere substanțială a tensiunii de străpungere poartă-catod (BV_{GK}) simultan cu conservarea capabilității de blocare în invers în prezența șunturilor de anod se bazează pe utilizarea conceptului de „*bază p slab dopată*" („p^- *GTO*"). Structura unui dispozitiv „p^- *GTO*" (figura 4.54) este similară cu cea a unui tiristor cu blocare pe poartă convențional. Între cele două tipuri de tiristoare există însă deosebiri majore în privința realizării tehnologice și în cea a particularităților de funcționare. Tiristorul „p^- *GTO*" se implementează pe o plachetă inițială de tip *p*, slab dopată cu impurități (p^-), de unde provine și denumirea dispozitivului. În vederea obținerii tensiunilor înalte de blocare în direct și în invers (vezi § 2.2 și § 2.3), rezistivitatea minimă a plachetei inițiale de siliciu trebuie să fie de $\rho_{p-} = 85...90$ ohm·cm. Baza n_1 și stratul de catod n_2 se implementează simultan prin difuzie de fosfor, având în consecință grosimi practic identice. Stratul de anod (p_1) se obține prin difuzia de impurități acceptoare.

În stările de blocare („*OFF*") ale dispozitivului, stratul p^- (baza p_2) joacă rolul bazei n_1, slab dopate cu impurități, din tiristoarele convenționale (vezi § 2.2 și § 2.3). Astfel, la blocarea tensiunii aplicate în direct pe dispozitiv (figura 4.54), zona de sarcină spațială a joncțiunii care „*susține*" tensiunea menționată (J_2), se extinde în principal în stratul p^- (p_2). La polarizarea în invers a structurii (indicată în paranteze în figura 4.54), joncțiunea J_1 se străpunge la o tensiune relativ joasă (20 V...30 V), dictată de concentrația de impurități din stratul difuzat n_1. Tensiunea negativă aplicată pe anod este blocată în acest caz de joncțiunea de catod J_3, polarizată în invers, a cărei

tensiune de străpungere în avalanșă, teoretic egală cu cea a joncțiunii J_2, este dictată de concentrația relativ redusă de impurități din stratul p^- (baza p_2). Întrucît la blocarea tensiunilor aplicate în direct și în invers frontierele zonelor golite ale joncțiunilor J_2, respectiv J_3, se extind în principal în stratul slab dopat p^-, baza n_1 a tiristorului, fără acces la terminalul de comandă, poate avea o grosime redusă. Realizarea unui tiristor de tensiune înaltă cu o bază n_1 relativ îngustă micșorează substanțial cantitatea de sarcină electrică stocată în acest strat în decursul procesului de conducție directă. Această particularitate creează posibilitatea reducerii marcante a timpului de blocare pe poartă a tiristorului p^- *GTO*. Întrucît tensiunea de străpungere (BV_{GK}) a joncțiunii poartă-catod (J_3) este de valoare extrem de ridicată, acest parametru nu mai limitează valoarea maximă a curentului care poate fi extrasă pe poartă în cursul procesului tranzitoriu de blocare. În consecință, curentul anodic maxim-controlabil de poartă (I_{TQRM}) este independent de tensiunea BV_{GK}. Întrucît tensiunea aplicată în invers pe o structură „p^- *GTO*“ este blocată de joncțiunea J_3 și nu de joncțiunea J_1, în aceste tiristoare pot fi exploatate din plin avantajele șunturilor de anod (vezi § 4.2.3), fără a se pierde capabilitatea de blocare în invers a dispozitivelor.

BIBLIOGRAFIE SELECTIVĂ

1. *A. Silard*, **„New developments in the area of gate turn-off thyristors“** (Invited), in *Proc. 4th Brazilian Workshop on Microelectronics*, PROMOCET (Campinas — Sao Paolo), pp. 371—378, 1983.
2. *S. K. Ghandhi*, **Semiconductor Power Devices**, New York : Wiley, 1977.
3. *M. Kurata, M. Azuma, H. Ohashi, K. Takigami, A. Nakagawa, K. Kishi*, **„Gate turn-off thyristors“**, in : *Semiconductor Devices For Power Conditioning*“, New York : Plenum, pp. 91—119, 1982.
4. *M. S. Adler, K. W. Owyang, B. J. Baliga and R. A. Kokosa*, **„The evolution of power device technology“**, *IEEE Trans. Electron Devices*, **ED-31**, pp. 1 570—1 591, Nov. 1984.
5. *B. J. Baliga, D. Y. Chen* (editors), **Power Transistors : Device Design and Applications**, New York : IEEE Press 1984.
6. *P. D. Taylor*, **Thyristor Design and Realization**, New York ; Wiley, 1987.
7. *B. J. Baliga*, **Modern Power Devices**, New York : Wiley, 1987.
8. *** * * Abschaltbare Elemente der Leistungselektronik und ihre Anwendungen**, ETG — Fachbericht 23, VDE Verlag GmbH, Berlin, 1988.
9. *A. P. Silard, F. I. Turțudău, M. N. Mărgărit, B. B. Kosa*, **„High-power double-interdigitated (TIL) GTO/GAT thyristors“**, *IEEE Trans. Electron Devices*, **ED-34**, pp. 1 807 — 1815 Aug. 1987.
10. *D. Silber, H. Schlangenotto, H. Berg*, **„Recent developments in actuators : GTO and related devices“**, *Sensors and Actuators*, vol. *4*, pp. 207—220, 1983.
11. *S. M. Sze*, **Physics of Semiconductor Devices**, New York : Wiley, 1981.
12. *H. F. Storm, J. G. Clair*, **„An involute gate-emitter configuration for thyristors“**, *IEEE Trans Electron Devices*, **ED-21**, pp. 520—522, No. 8, 1974.
13. *R. U. Yu*, **„Gate turn — off thyristor with a pilot SCR“**. *U.S. Patent 4,083,063*, Apr. 4, 1978.
14. *J. Neilson*, **„GTO Semiconductor Controlled Rectifier with highly doped buffer region portion“**, *U.S. Patent 4.156, 248*, May 22, 1979.
15. *H. W. Becke*, **„GTO Thyristor with anode rectyfying contact to nonregenerative section“**, *U.S. Patent 4, 137, 545*, Jan. 30, 1979.
16. *Matsushita et. al.*, **„Gate Controlled Rectifier“**, *U.S. Patent 3, 914, 781*, Oct. 21, 1975.
17. *H. Schlangenotto, K. Roy* — **„Thyristor Structure““** *U.S. Patent 3, 906, 545*, Sept. 16, 1975.
18. *T. Ogura, M. Kitagawa, H. Ohashi, A. Nakagawa*, **„6 000 V gate turn-off thyristor (GTO) with N-buffer and new anode short structure“**, *Extended abstracts of 19th Conf. on Solid State Devices and Materials*, Tokyo, Japan, pp. 63—66, Aug. 1987.
19. *T. Yatsuo, T. Nagano, H. Fukui, M. Okamura, S. Sakurada*, **„Ultrahigh-voltage high-current gate turn-off thyristors**, *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. **ED-31**, pp. 1 681—1 686, No. 12, 1984.

20. *S. Ishibashi, T. Kubo, T. Kawamura, T. Suzuki, T. Suekoa*, „**High power buried gate turn off thyristor with amplifying gate structure**“, *Proc. IPEC*, Tokyo, 1983, pp. 33—41.
21. *P. Roggwiller, J. Gobrecht, J. Yoboril, B. Breich*, „**A highly interdigitated GTO power switch with recessed gate structure**, 1984, *IEDM Techn. Dig.*, pp. 439—442, Washington, 1984.
22. *A Silard, Ş. Rusu*, „**A novel gate-cathode configuration with two interdigitation levels for GTO thyristors**“, *IEEE Electron Devices Letts.*, **EDL-4**, pp. 188—190, June 1983.
23. *A. Silard, Ş. Rusu*, „**The TIL GTO thyristor — A Power switch with unique turn-off features**“ *Ibid.*, **EDL-4**, pp. 347—349, Oct. 1983.
24. *A. Silard, Ş. Rusu, F. Ţurţudău, B. Kosa*, „**A double-interdigitated GTO switch**“, *IEEE Trans. Electron Devices*, **ED-31**, pp. 322—329, March 1984.
25. *A. Silard*, „**Switching characteristics of 45 A double-interdigitated GTO thyristors**“, *IEEE Trans. Electron Devices*, **ED-31**, pp. 1 230—1 237, Sept. 1984.
26. *A. Silard, Ş. Rusu, F. Ţurţudău*, „**Current balancing in TIL GTO thyristors**“, *IEEE Electron Device Letts.*, **EDL-5**, pp. 350—352, Sept. 1984.
27. *A. Silard, Ş. Rusu*, „**Increasing the current-handling capability of TIL GTO thyristors up to its limits — I. Analysis and design**“, *Solid-State Electron.*, vol. **28**, pp. 561—570, No. 6, 1985.
28. *A. Silard, Ş. Rusu, F. Ţurţudău, B. Kosa*, „**Increasing the current-handling capability of TIL GTO thyristors up to its limits — II. Experimental**“, „*Solid-State Electron*“, vol. **28**, pp. 571—578, No. 6, 1985.
29. *A. Silard*, „**Monitoring the final on-zone dynamics in TIL GTO thyristors**“, *Electron. Lett.*, vol. **20**, pp. 691—693, 1985.
30. *A. Silard, F. Ţurţudău, B. Kosa*, „**Development of 60 A, TO-220-packaged double-interdigitated (TIL) GTO thyristors with enhanced electrothermal reliability**“, *Int. J. Electronics*, vol. **61**, pp. 497—512, 1986.
31. *A. Silard*, „**Electrothermal failure-safety of TIL GTO thyristors**“, *IEEE Electron Device Letts.*, EDL-5, pp. 338—341, Aug. 1984.
32. *A. Silard*, „**Achieving the limits of I_{ATO} in TIL GTO thyristors**“, *IEEE Electron Device Letts.*, **EDL-5**, pp. 376—378, Sept. 1984.
33. *A. Silard, B. Kosa*, „**Dynamic behaviour of double-interdigitated (TIL) GTO thyristors under resistive-inductive loads**“, *Int. J. Electronics*, vol. **58**, pp. 283—294, 1985.
34. *A. Silard*, „**Efficiency of gate control in TIL GTO thyristors**“, *Solid-State Electron.*, vol. **29**, pp. 437—445, 1986.
35. *A. Silard*, „**A simple method for achieving immunity to internal noise signals in thyristors**“, *Int. J. Electronics*, vol. **62**, pp. 935—947, No. 6, 1987.
36. *A. Silard, F. Ţurţudău, M. Mărgăril, B. Kosa*, „**Implementing the TIL concept in high-power GTOs**“, *IEEE Electron Device Letts.*, vol. **EDL-7**, pp. 528—530, Sept. 1986.
37. *A. Silard*, „**The dV/dt-capability of double-interdigitated (TIL) thyristors**“, *IEEE Electron Device Letts.* vol. **EDL-7**, pp. 531—533, Sept. 1986.
38. *A. Silard, F. Ţurţudău, M. Mărgăril, B. Kosa*, „**Developmental results for high-voltage, high-current double-interdigitated (TIL) GTO thyristors**“, *Rev. Roum. Sci. Techn.-Electrotechn. et Energ.*, vol. **33**, pp. No. 2, 1988.
39. *F. Burgum, E. B. G. Nijhof, A. Woodworth*, „**Gate turn-off switch**“, *Electronic components applications*, vol. 2, pp. 194—202, Aug. 1980.
40. *H. Ohashi, A. Nakagawa*, „**A study of the GTO turn-off failure mechanism**“, in : *1981 IEDM Techn. Dig.*, pp. 414—417.
41. *A. Silard*, „**High temperature physical effects underlying the failure mechanisms in thyristors under surge conditions**“, *IEEE Trans. Electron Devices.*, **ED-31**, pp. 1 334—1 340 Sept. 1984.
42. *A. Silard, F. Ţurţudău, M. Mărgăril*, „**High-power, TIL-type gate-assisted turn-off thyristors**“, *Int. J. Electronics*, vol. **60**, pp. 347—359, 1986.
43. *A. Silard, G. Nani, F. Floru, C. Ştefan*, „**Simple method for increasing the current gain and voltage ratings of power transistors**“, *Electron Letts.*, vol. **23**, pp. 1 213—1 214, 1987.

44. *A. Silard, G. Nani, F. Floru, C. Ştefan,* „**Applying the TIL concept to bipolar power transistors**“, *IEEE Electron Device Letts.*, vol. EDL-9, pp. 65—67, 1988.

45. *A. Silard, G. Nani, F. Floru, C. Stefan,* „**Double-interdigitated (TIL) bipolar power transistors with lightly — doped collectors**“, *IEEE Electron Device Letts.*, vol. EDL-9, pp. 174—176, Apr. 1988.

46. *A. Silard,* „**Double-interdigitated (TIL) thyristors and bipolar transistors — A new class of power switching devices**“, *Proc. of the 2nd International Conf. Electrical Drives* (P. Braşov, România, Sept. 1988), pp. A.1.1.—A.1.10.

47. *A. Silard, G. Nani,* „**Double interdigitated (TIL) bipolar transistor with heavily doped base wells**“, *Electron. Letts.*, vol. 24, pp. 815—817, June 1988.

tivelor
de ele
curent
intrare
renţilo
conduc
cate po
efect b
nare po
În
care est
minal a
active d
putere,
rupt efic
de coma
al tiristo
la blocar
Pe
a căror s
Cel
se poate
în cea de
negativ în
sului său
figura 1.1
specializat
pentru co
cu blocare
[2] [3] [5]-
particularit
principale
Spaţiu
specializate
în ultimii
1) Tiris
sau tiristoa

5

TIRISTOARE CU BLOCAREA CONTROLATĂ DE POARTĂ

5.1. CONSIDERAȚII GENERALE

Obiectivul central urmărit în ultimii ani în domeniul proiectării dispozitivelor semiconductoare de putere, avînd funcționarea *integral* controlată de electrodul de comandă (poartă/bază), l-a constituit sporirea densității curentului comutat simultan cu diminuarea puterii de control aplicate la intrare. Abilitatea dispozitivelor de a comuta fiabil densități ridicate ale curenților de sarcină permite compactizarea (miniaturizarea) structurilor semiconductoare. Reducerea amplitudinii și a duratei semnalelor de control aplicate pe terminalul de comandă al dispozitivelor de comutație active are ca efect benefic simplificarea marcantă și reducerea costului circuitelor de acționare pe poartă/bază [1]—[30].

În domeniul tensiunilor de blocare în direct/invers de peste 1 500 V, care este încă rezervat exclusiv tiristoarelor, sporirea curentului anodic nominal al dispozitivelor cu $\sim$ 100 A necesită creșterea corespunzătoare a ariei active de siliciu cu $\sim$ 1 cm^2. În tiristoarele cu blocare pe poartă (*GTO*) de mare putere, valoarea maximă a densității curentului anodic, care poate fi întrerupt eficient și fiabil cu ajutorul semnalelor negative aplicate pe terminalul de comandă, este de $j_{TCM} = 200...400$ A/cm^2 [5]—[7]. Dezavantajul major al tiristoarelor *GTO* îl constituie valoarea relativ scăzută a cîștigului în curent la blocare G_{off}.

Pe lîngă dispozitivele *GTO*, în prezent există și alte tipuri de tiristoare, a căror stingere poate fi controlată prin intermediul porții.

Cel mai simplu dispozitiv cu structura *pnpn*, în care facilitatea de poartă se poate utiliza și în scopul micșorării timpului de comutație din starea „*ON*" în cea de „*OFF*", este tiristorul convențional. Astfel, aplicarea unui semnal negativ între poarta și catodul unui tiristor convențional la sfîrșitul procesului său de stingere prin inversarea polarității tensiunii anod-catod (vezi figura 1.14) permite diminuarea timpului de blocare t_q. Structurile *pnpn* specializate, proiectate în scopul utilizării optimale a facilității de poartă pentru controlul fazei finale a procesului de stingere se numesc „**tiristoare cu blocarea asistată de poartă**" (**GATTs** = ***Gate-assisted turn-off thyristors***). [2] [3] [5]—[8]. În acest capitol sînt prezentate principiile de funcționare și particularitățile structurale ale acestor dispozitive, evidențiindu-se diferențele principale dintre tiristoarele *GTO* și *GAT*.

Spațiul principal în acest capitol este rezervat următoarelor două tipuri specializate de tiristoare, care au ieșit în avanscena dispozitivelor de putere în ultimii cinci ani :

1) **Tiristoarele cu inducție statică** (**SIT** = ***Static Induction Thyristors***) sau **tiristoare controlate de cîmp** (**FCT** = ***Field-Controlled Thyristors***). Aceste

dispozitive cu trei terminale (anod, catod, poartă) au structura verticală a diodelor *pin* (p^+nn^+). Întreruperea conducției în direct prin dispozitivele *SIT/FCT* se efectuează cu ajutorul tensiunilor negative aplicate între poartă și catod. Mecanismul de control prin intermediul porții al funcționării tiristoarelor *SI/FC* combină trăsăturile specifice ale tranzistoarelor cu efect de cîmp cu joncțiune (*TEC-J*) cu cele ale dispozitivelor *GTO*. La același nivel al puterii comutate, tiristoarele *SI/FC* prezintă performanțe electrice globale superioare celor ale dispozitivelor *GTC* [2]—[9].

2) **Dispozitivele *pnpn* cu poartă izolată (MOS = *metal-oxid-semiconductor*).** Fuzionarea într-un singur dispozitiv a avantajelor structurilor *pnpn* (bipolare) cu cele ale tranzistoarelor *MOS* (impedanță ridicată de intrare) poartă denumirea de „**integrare funcțională BiMOS**“ (***Bipolar*-MOS**) [2]—[7]. Spre deosebire de tranzistoarele bipolare și tiristoare, care sînt comandate în curent, dispozitivele cu poartă izolată *(MOS)* sînt **comandate în tensiune** (curentul de intrare este practic nul), ceea ce permite reducerea substanțială a puterii de control aplicate pe terminalul de intrare.

În încheierea capitolului se efectuează o comparație între performanțele electrice curente ale familiilor de dispozitive semiconductoare de putere integral controlabile prin intermediul electrodului de comandă. Sînt relevate tendințele actuale în domeniul acestor dispozitive.

5.2. TIRISTOARE CU BLOCAREA ASISTATĂ DE POARTĂ

Metoda blocării asistată de poartă a tiristoarelor (GAT = *Gate-assisted turn-off mode*), supuse regimului de comutație a curentului anodic I_{TM} prin inversarea polarității tensiunii anod-catod (vezi figura 1.14), constă în furnizarea unui semnal negativ de poartă — în momentul reaplicării tensiunii anodice în direct V_D — în scopul micșorării timpului de blocare t_q [2] [3] [6]—[8] [11]—[15]. Aplicarea unui „*drive*“ negativ pe poartă în momentul apariției rampei dV_D/dt (figura 5.1) are ca efect reducerea timpului de blocare t_q în orice tiristor convențional. În *tiristoare specializate*, denumite „*cu blocarea asistată de poartă*“ (**GATTs = *Gate-assisted turn-off thyristors***), extragerea pe terminalul de comandă (G) a curentului I_{GR} de numai 2 A...4 A (figura 5.2), determină în mod uzual o reducere cu aproximativ 50% a timpului de blocare t_q (față de cazul comutării ilustrat în figura 1.14) [2] [3] [7] [8].

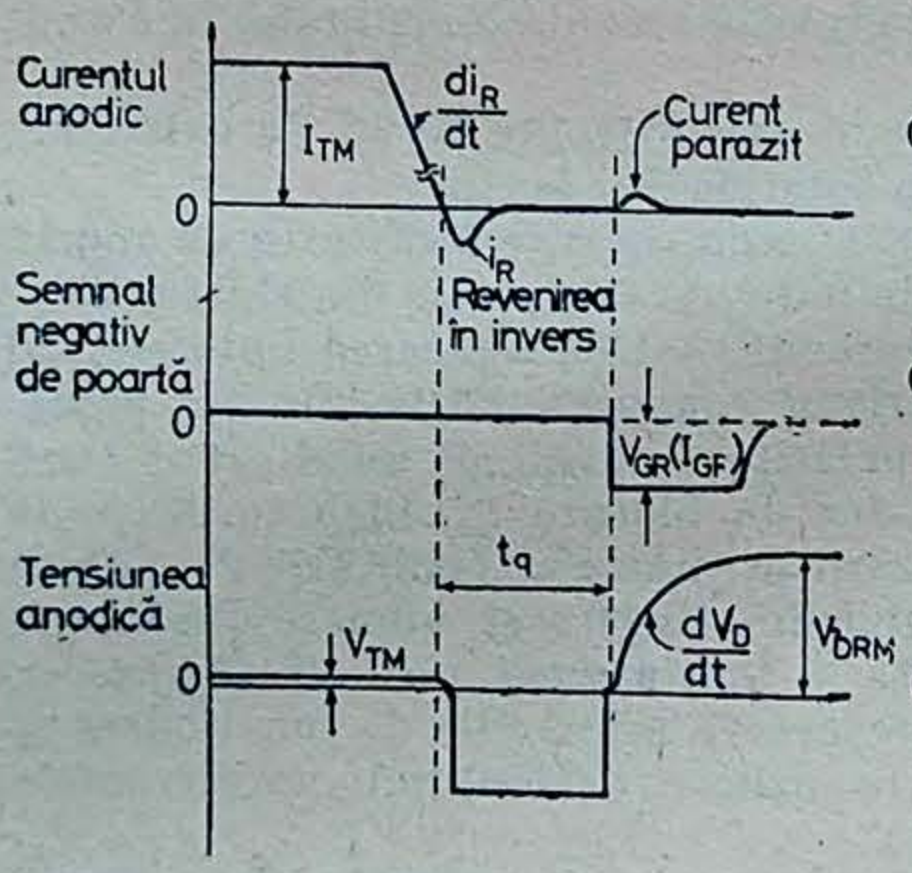


Fig. 5.1. Formele de undă ale curentului anodic (*a*), semnalului de poartă (*b*) și tensiunii anodice (*c*) în timpul procesului de comutare din starea de conducție („*ON*“) în cea de blocare în direct („*OFF*“) a tiristoarelor cu blocare asistată de poartă (*GATT*).

Eficiența utilizării principiului *GAT* este evidențiată în figura 5.3, în care se prezintă dependența timpului de blocare t_q de tensiunea negativă aplicată pe poartă, respectiv de curentul I_{GR} extras pe

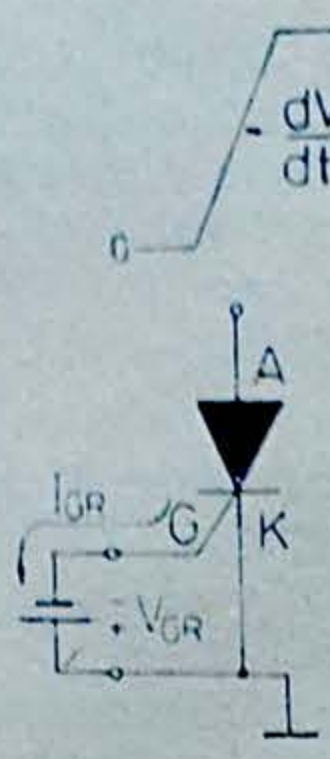


Fig. 5.2. Detalierea principiului blocării asistate de poartă (*GAT*) a unui tiristor.

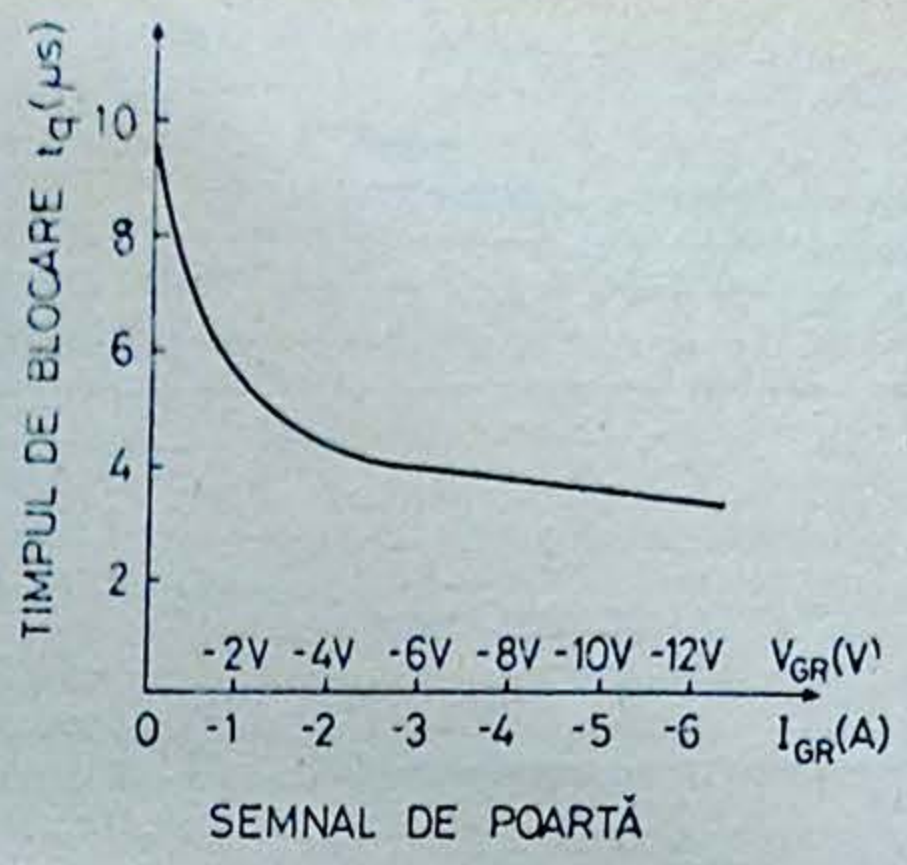


Fig. 5.3. Dependența tipică a timpului de blocare t_q de semnalul aplicat pe poartă $I_{GR}(V_{GR})$ la $T_{vj} = 125°C$ într-un tiristor cu blocare asistată de poartă (*GATT*) de 400 A/1 200 V, utilizînd șunturi de catod.

poartă, pentru un tiristor experimental performant de 400 A/1 200 V utilizînd șunturi de catod [2]. Se remarcă faptul că „*asistența*" acordată de poartă procesului de stingere reduce de circa patru ori timpul de blocare t_q față de cazul cînd semnalul V_{GR}/I_{GR} este nul. Diminuarea timpului de blocare t_q în regim *GAT* are ca efect benefic creșterea frecvenței maxime de comutație a tiristoarelor.

Modul de blocare asistat de poartă (*GAT*) a relaxat corelația rigidă, existentă în tiristoarele convenționale, între pierderile de comutație la stingere, proporționale cu timpul t_q, și pierderile în conducție directă. Aceasta a condus la extinderea frecvenței maxime de lucru a tiristoarelor de putere peste limita de ~ 20 kHz și a permis reducerea dimensiunilor echipamentelor care utilizează dispozitivele GATT [2] [3] [12].

Esența principiului *GAT* derivă din fenomenele care însoțesc stingerea unui tiristor convențional (vezi figura 1.14). La reaplicarea tensiunii anodice în direct cu rata dV_D/dt, joncțiunea J_1 se polarizează în direct, iar joncțiunea J_2, polarizată în invers, blochează tensiunea reaplicată (vezi figura 2.9). Expansiunea în timp a frontierelor zonei de sarcină spațială a joncțiunii J_2 în cursul rampei dV_D/dt „expulzează" sarcina reziduală a purtătorilor minoritari din bazele n_1 și p_2 (vezi figura 2.41): electronii din baza p_2 sînt transportați prin drift în stratul n_1, în timp ce golurile din baza n_1 sînt transferate în stratul p_2. Sarcina acestor purtători concură — împreună cu cea a purtătorilor injectați în baze de joncțiunile J_1 și J_3, polarizate în direct — la formarea curentului parazit (vezi figura 5.1), denumit „*curent de revenire în direct*" („*forward recovery current*"). Acest curent are un efect similar cu cel al unui semnal pozitiv de poartă, în sensul că poate determina reamorsarea tiristorului la sfîrșitul procesului de blocare. Fenomenul reamorsării parazite este similar cu cel indus de *efectul dV/dt static* (vezi § 2.4.3) sau *dinamic*, tipic fazei de cădere t_f a procesului de blocare al tiristoarelor *GTO* (vezi figura 2.41). Rolul semnalului negativ (I_{GR}/V_{GR}) aplicat pe poarta dispozitivelor *GATT* este tocmai acela de a extrage o fracțiune importantă a curentului de revenire în direct, generat de rampa dV_D/dt (vezi figurile 5.1 și 5.2), prevenind astfel reamorsarea nedorită a tiristoarelor. De notat faptul că „asistența" acordată

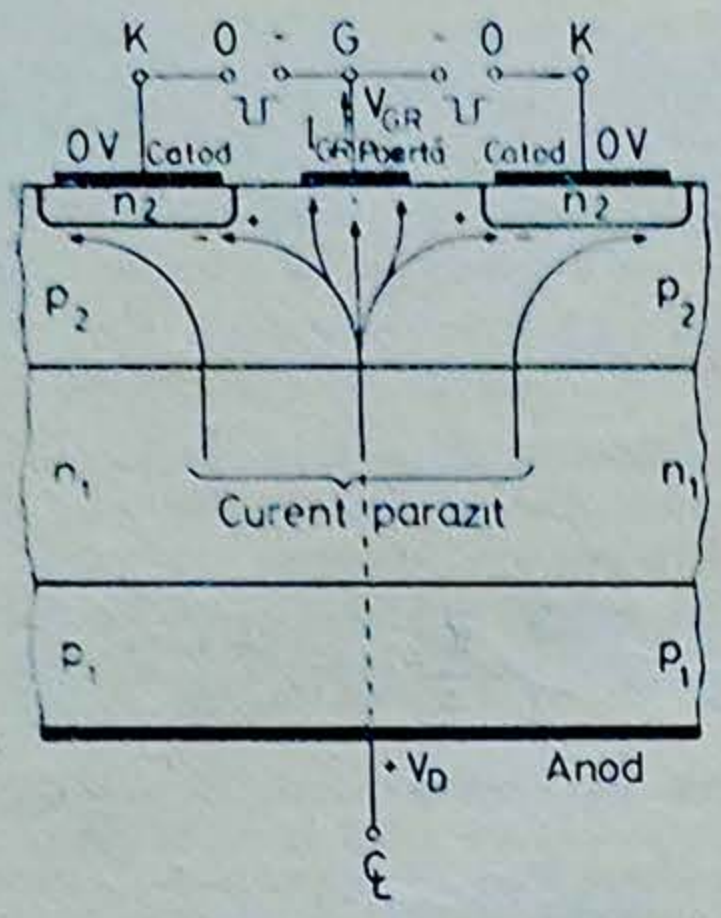


Fig. 5.4. Ilustrarea căilor de curgere a curentului parazit (*de revenire în direct*), generat de rampa tensiunii anodice dV_D/dt (figura 5.2), în structura unui tiristor cu blocare asistată de poartă (*GATT*) fără şunturi de catod.

de poartă devine eficientă în reducerea timpului t_q doar în momentul reaplicării tensiunii anodice directe (vezi figura 5.1), deoarece sarcina reziduală a purtătorilor minoritari nu poate fi îndepărtată din bazele n_1 şi p_2 decît în procesul „activării" ei de către rampa dV_D/dt, sub forma curentului de revenire în direct [2] [3] [8] [20]—[23].

La nivele constante ale curentului anodic I_{TM} şi ale semnalului negativ de poartă (I_{GR}, V_{GR}), timpul de blocare t_q al tiristoarelor *GATT* creşte odată cu (vezi figura 5.1): a) rata de creştere a tensiunii anodice reaplicate dV_D/dt, care determină sporirea valorii curentului de revenire în direct (vezi figura 5.11); b) mărirea pantei de comutare a curentului anodic di_R/dt; c) creşterea temperaturii joncţiunii T_{vj}. Timpul de blocare t_q creşte relativ lent odată cu mărirea valorii finale (V_{FB}) a tensiunii anodice reaplicate V_D [2] [3] [20] — [23]. Creşterea valorii semnalului negativ de poartă peste o anumită limită nu mai produce efecte semnificative asupra timpului de blocare t_q (vezi figura 5.3).

În dispozitive *GATT* fără şunturi de catod, mecanismul fizic de reducere a timpului de blocare t_q se bazează pe evacuarea *direct* pe poartă a unei fracţiuni importante a curentului de revenire în direct din baza p_2 (figura 5.4), ceea ce micşorează fracţiunea remanentă a curentului parazit, disponibilă pentru polarizarea în direct a joncţiunii de catod. Efectul creşterii limitate a potenţialului din baza p_2 îl constituie inhibarea injecţiei de electroni din emitorul de catod n_2 în stratul p_2, fapt care diminuează probabilitatea reaprinderii parazite a tiristoarelor în perioada de reaplicare a rampei dV_D/dt (figura 5.1) [20] [22].

În tiristoare *GAT* cu şunturi de catod proiectate optimal (vezi § 1.5.3.2 şi § 3.3.5), prevenirea reamorsării parazite este facilitată de următoarele fenomene. Aplicarea tensiunii negative pe terminalul G ($-V_{GR}$) determină trecerea unui curent în baza p_2 (figura 5.5), cu sensul de la catod (potenţial O)

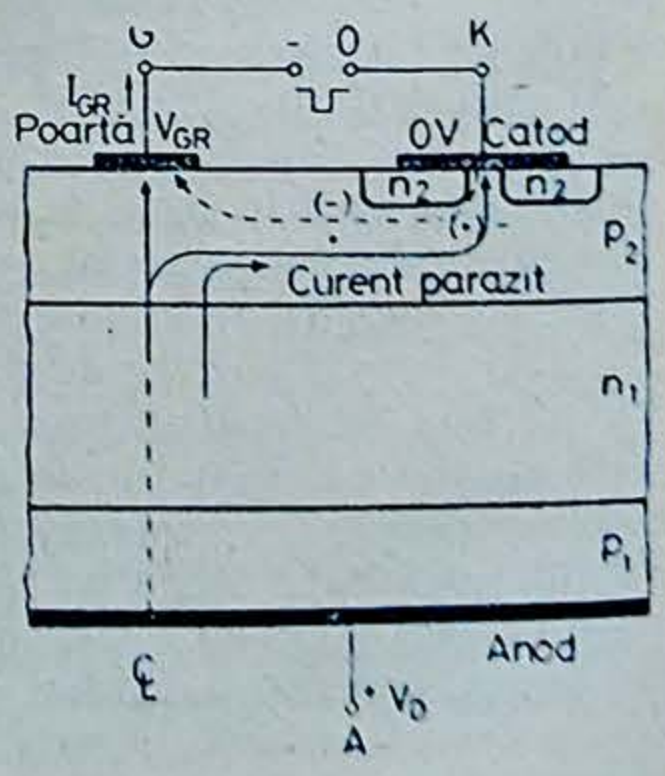


Fig. 5.5. Ilustrarea căilor de curgere a curentului parazit şi a curentului negativ pe poartă (traseul punctat din baza p_2) în timpul procesului de blocare al unui dispozitiv *GATT* cu şunturi de catod. „*Asistenţa*" oferită de poartă procesului de stingere este eficientă, întrucît curentul de poartă determină o cădere de tensiune în baza p_2 sub catod (cu polaritatea indicată în paranteze), opusă căderii de tensiune induse de curentul de revenire în direct, care tinde să amorseze parazit dispozitivul.

spre poartă (potențial *negativ*). Acest curent induce o cădere de tensiune pe rezistența laterală a bazei p_2, avînd polaritatea indicată în paranteze în figura 5.5. Sensul acestei căderi de tensiune este opus celei determinate de curgerea curentului parazit (de revenire în direct) sub catodul n_2. Valoarea *efectivă* a tensiunii din baza p_2, care tinde să polarizeze în direct joncțiunea de catod J_3 la sfîrșitul procesului de stingere, rezultă ca diferența dintre căderile de tensiune induse în baza p_2 de curentul generat de rampa dV_D/dt (figura 5.1), respectiv de curentul datorat prezenței semnalului negativ de poartă — V_{GR} (figura 5.5). Printr-o proiectare optimală a geometriei șunturilor de catod, cele două căderi de tensiune din baza p_2 se pot obține apropiate ca valoare absolută [3] [20] [21]. Pe această cale se realizează decuplarea tranzistorului *npn* component al structurii tiristorului din lanțul regenerativ activat de rampa dV_D/dt, ceea ce are ca efect reducerea timpului de blocare t_q (vezi figura 5.3). Efectul tensiunii „contraelectromotoare" din baza p_2 (indicată în paranteze în figura 5.5) este cu atît mai eficient în inhibarea tendinței de aprindere parazită a tiristoarelor *GAT*, cu cît rezistența laterală a stratului p_2 are o valoare mai mare [3] [20] [21].

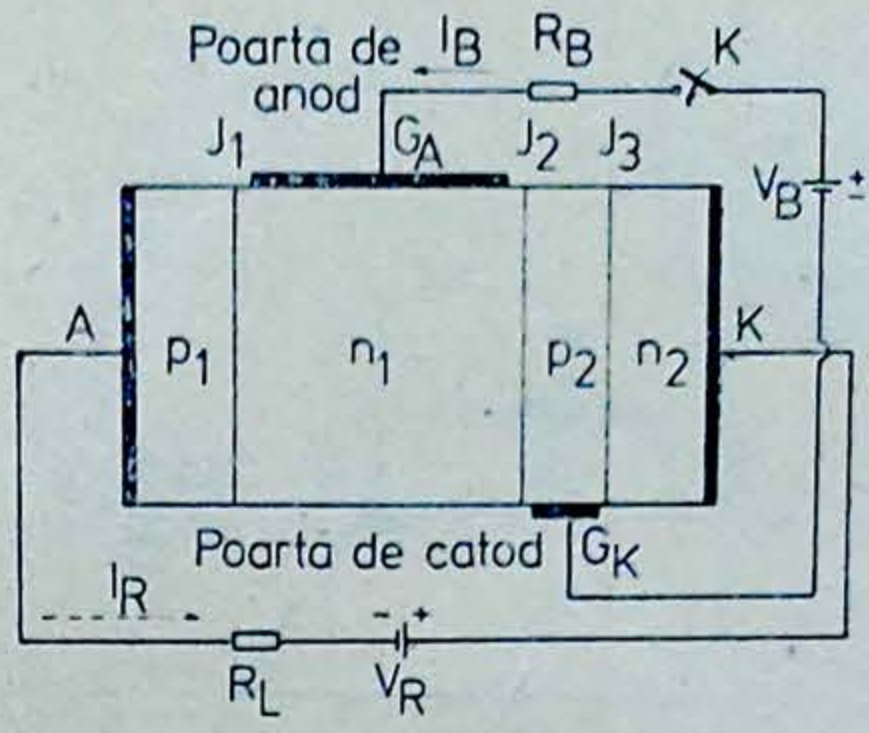


Fig. 5.6. Tiristor cu asistarea procesului de blocare prin intermediul a două porți (de *anod* și de *catod*).

Un dispozitiv *GATT* mai complex este prezentat în figura 5.6. Structura posedă un terminal suplimentar, atașat stratului n_1, denumit *„poartă de anod"* (G_A). Cele două porți (G_K și G_A) sînt utilizate simultan în scopul micșorării timpului de blocare t_q al tiristorului. Secvențele care concură la diminuarea parametrului t_q sînt următoarele [16]. După scăderea la zero a curentului invers I_R prin tiristor (vezi figura 5.1), închiderea comutatorului K cuplează sursa de tensiune V_B la porțile de catod (G_K) și de anod (G_A). Polarizarea în invers pe această cale a joncțiunii J_2 determină : 1) accelerarea procesului de restabilire a capacității de blocare în tensiune a acestei joncțiuni, ceea ce se traduce prin diminuarea timpului de blocare t_q ; 2) circulația inițială a curentului I_B pe traseul poarta G_K—sursa V_B—poarta G_A—joncțiunea J_2 — terminalul G_K. Rolul curentului I_B, care scade treptat la zero, este de a contribui la extragerea sarcinii stocate în cele două baze ale dispozitivului. Polarizarea indicată a porților G_K și G_A permite extragerea eficientă a curentului de revenire în direct, prevenind astfel reaprinderea parazită a tiristorului prin rampa dV_D/dt (vezi figura 5.1). Utilizarea conceptului prezentat permite reducerea timpului t_q cu $\sim 50\%$ în comparație cu un tiristor similar, în care stingerea se efectuează fără „asistența" celor două porți [16]. O variantă mai practică a acestei metode constă în aplicarea tensiunii V_B între poarta G_A și terminalul de catod K (figura 5.7). Diminuarea timpului de blocare este însă mai redusă decît în cazul precedent [16].

Configurația descrisă prezintă următoarele dezavantaje: 1) complexitatea relativă de realizarea tehnologică a structurilor cu două porți ; 2) valoarea relativ mare a sursei de polarizare V_B (100 V...200 V) utilizate. Conceptul tiristorului cu două porți polarizate ca în figura 5.6 este însă util pentru imunizarea practic completă a dispozitivelor la efectele rampelor dV/dt fără utilizarea șunturilor de catod și de anod.

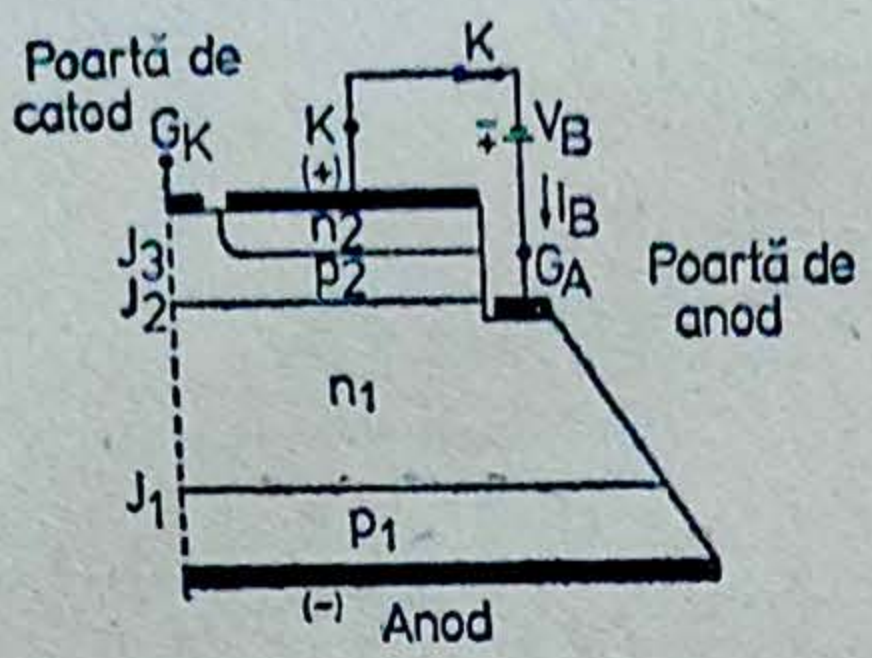


Fig. 5.7. Ilustrarea principiului de utilizare numai a porții de anod în vederea micșorării timpului de blocare t_q al tiristorului din figura 5.6.

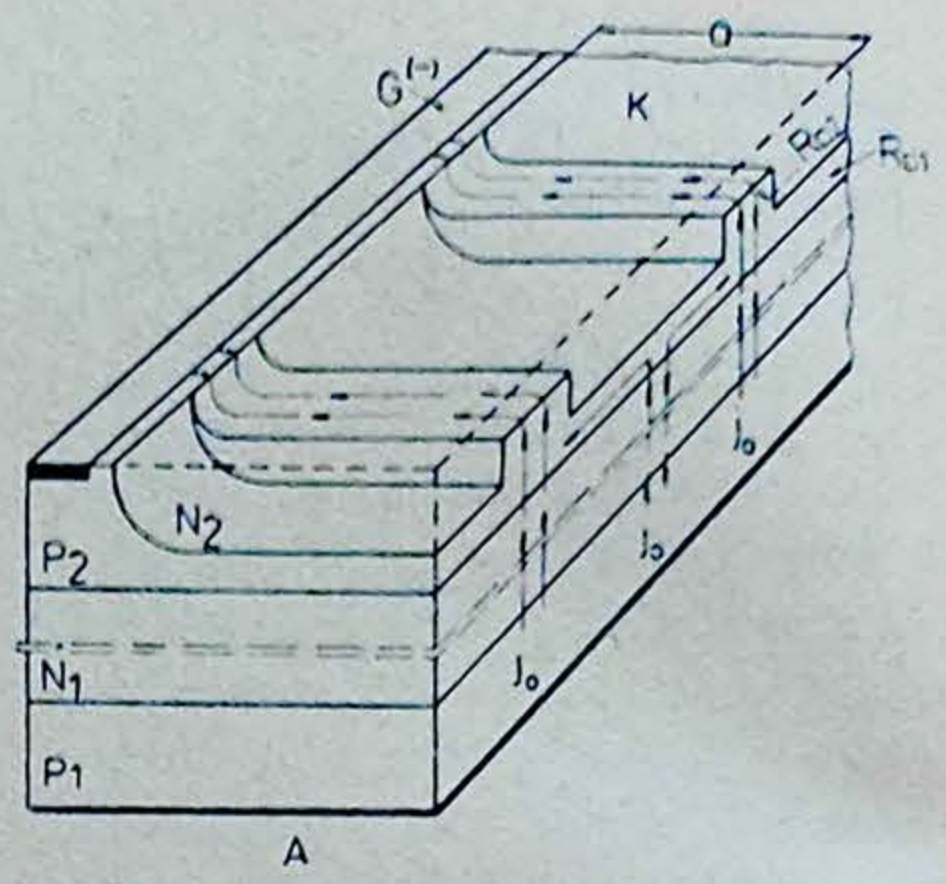


Fig. 5.8. Structura unui tiristor cu două *nivele* de interdigitare (*TIL*), avînd indicate traseele de evacuare spre poartă a curentului parazit de densitate j_o generat de rampa dV_D/dt (a este semi-lățimea catodului, $R_{\square 1}$ și $R_{\square 2}$ sînt rezistențele de pătrat ale bazelor p_2 subțiri, respectiv groase).

O variantă constructivă simplă, care permite micșorarea substanțială (de patru pînă la opt ori [7]) a timpului de blocare în tiristoare *GAT*, se bazează pe conceptul de „*dublă interdigitare*" a porții și catodului (vezi § 4.3). Particularitatea distinctivă a **dispozitivelor *GAT* cu două nivele de interdigitare (TIL GATTs = *T*wo *i*nterdigitation *l*evels *g*ate-*a*ssisted *t*urn-off *thyristors*)** [7] [18]—[21] o constituie existența bazelor p_2 groase, avînd rezistența pe pătrat $R_{\square 2}$ cu un ordin de mărime mai mică decît rezistența pe pătrat a bazelor p_2 subțiri $R_{\square 1}$ ($R_{\square 2} \ll R_{\square 1}$, figura 5.8). În regim *GAT*, curentul de revenire în direct (avînd densitatea j_0 pe joncțiunea J_2) este extras aproape integral spre poartă prin căile preferențiale de rezistență ohmică scăzută din bazele p_2 groase (figura 5.8). Menținerea căderii de tensiune de-a lungul canalelor de evacuare ale curentului parazit sub pragul de deschidere al unei diode ($\sim 0{,}5$ V) previne polarizarea în direct a joncțiunii poartă-catod (vezi figura 4.33), ceea ce are ca efect diminuarea timpului t_q.

Performanțele dinamice ale dispozitivelor *TIL GATT* de 2 500 V, avînd geometria descrisă în § 4.3.8 și parametrii electrici din tabelul 4.2, sînt ilustrate în figura 5.9. Dispozitivele au fost dopate cu aur în scopul micșorării tehnologice a timpului de blocare t_q (în absența asistenței de poartă) [7] [18]. Tiristoarele au fost testate la trei valori ale curentului anodic I_{TM}, cărora le corespund căderile de tensiune V_{TM} indicate în figura 5.9. Sînt de remarcat următoarele particularități de comportament ale dispozitivelor [7]:

1) Asistența acordată de poartă procesului de stingere determină diminuarea substanțială a timpului de blocare t_q (față de cazul $I_{GR} = 0$) în condiții dintre cele mai defavorabile ($T_{vj} = 125°C$ și $dV_D/dt = 400$ V/μs);

2) La densități ale curentului anodic în conducție directă de $j_{TM} \simeq$ $\simeq 350$ A/cm² ($I_{TM} = 600$ A), cărora le corespunde o cădere de tensiune în direct rezonabilă ($V_{TM} = 2{,}2$ V), timpul de blocare t_q poate fi redus sub 20 μs cu o „asistență" acordată de poartă de numai $I_{GR} = 4$ A;

3) Dependența parametrului t_q de densitatea curentului anodic j_{TM} este relativ nesemnificativă la valori constante ale semnalului I_{GR}.

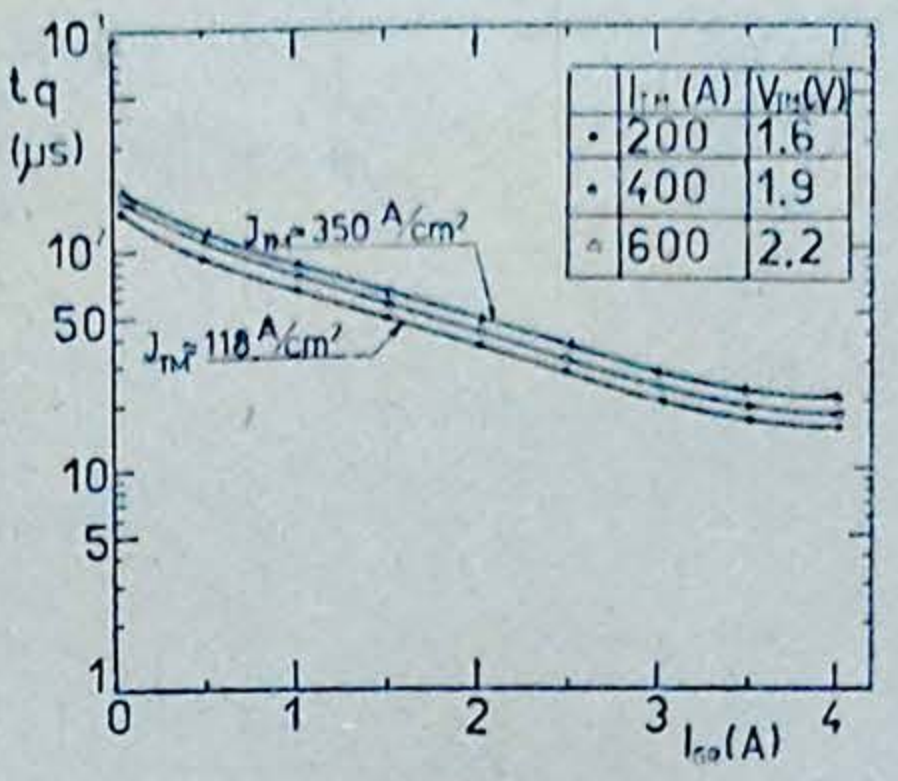


Fig. 5.9. Dependențele experimentale ale timpului de blocare t_q de curentul negativ extras pe poartă I_{GR} (vezi figurile 5.1 și 5.2) la trei valori relevante ale densității curentului anodic în conducție directă j_{TM} pentru un tiristor cu blocare asistată de poartă (*GATT*) de 2 500 V utilizînd configurația *TIL* din figura 5.8 și avînd aria utilă a catodului de $A_k = 1{,}7$ cm². Condiții de testare: $T_{vj} = 125$°C; valoarea finală a tensiunii anodice reaplicate $V_D = 2/3\ V_{DRM}$; $dV_D/dt = 400$ V/μs; $di_{GR}/dt = 20$ A/μs (vezi figura 5.1). În chenar sînt indicate căderile de tensiune în conducție directă V_{TM} la curenții anodici specificați.

Compromisul dintre timpul de blocare t_q și căderea de tensiune în direct V_{TM} în dispozitivele *TIL GATT*, operate la densități ale curentului anodic de $j_{TM} \simeq 120$ A/cm² ($I_{TM} = 200$ A), este ilustrat de rezultatele din figura 5.10. Parametrul tehnologic este temperatura difuziei de aur (*Au*), utilizată în scopul micșorării timpului de viață al purtătorilor minoritari din bazele n_1 și p_2 (vezi § 3.4.3). Concentrația atomilor de aur, introdusă în structura *pnpn*, este proporțională cu temperatura de difuzie. De notat că: 1) sporirea concentrației de aur din structura dispozitivelor are ca efect reducerea timpului de blocare t_q „intrinsec" ($I_{GR} = 0$) simultan cu creșterea căderii de tensiune în conducție directă V_{TM}; 2) „asistența" acordată de poartă ($I_{GR} = 3$ A) micșorează substanțial timpul de blocare t_q la o valoare constantă a tensiunii V_{TM}; 3) eficiența maximă a semnalului I_{GR} în reducerea timpului t_q se obține în tiristoarele care nu au fost supuse difuziei de aur [7].

Tiristoarele *GAT* de puterea cea mai ridicată realizate pînă în prezent ($V_{DRM} = V_{RRM} = 3\,500$ V; $I_{TM} = 1\,100$ A) au fost implementate în varianta *TIL* [20]. În fabricarea acestor dispozitive, avînd o arie utilă a catodului de $A_k = 3{,}56$ cm², nu au fost utilizate tehnici de micșorare ale timpului de viață al purtătorilor. În consecință, căderea de tensiune în conducție directă la $T_{vj} = 125$°C și $I_{TM} = 1$ kA s-a menținut la valori reduse ($V_{TM} < 2$ V). Dispozitivele menționate posedă o excelentă sensibilitate la amorsare ($I_{GT} = 60$ mA; $V_{GT} = 600$ mV; $t_{gt} = 5{,}5$ μs) și o imunitate ridicată

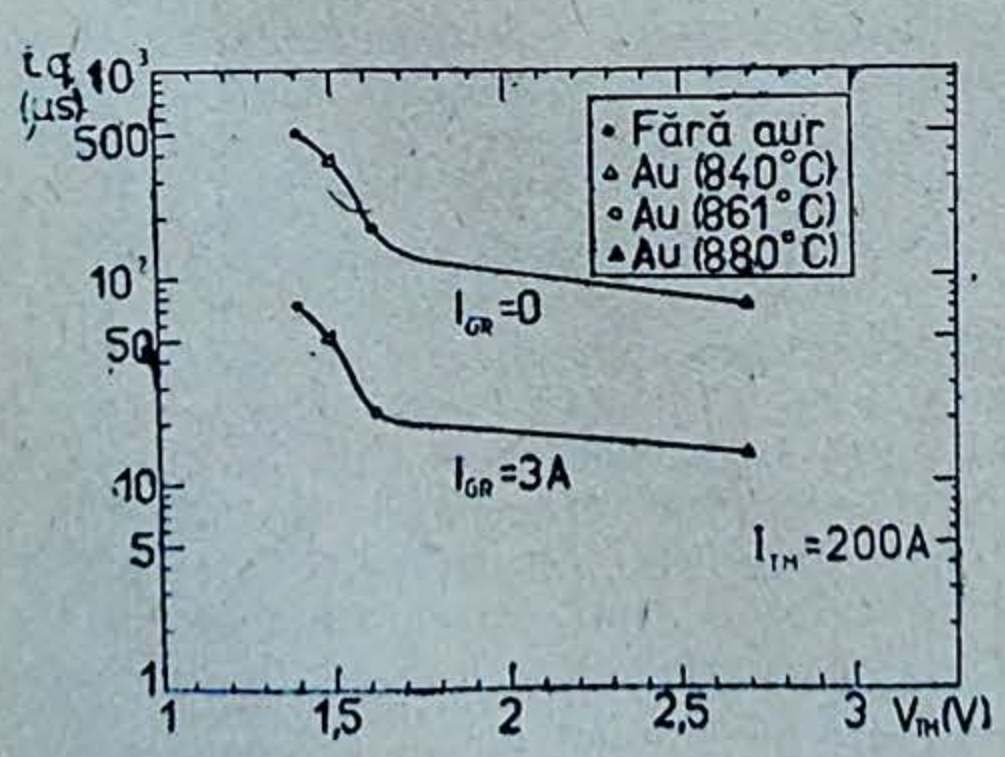


Fig. 5.10. Dependențele experimentale ale timpului de blocare t_q de căderea de tensiune în conducție directă V_{TM} la un curent anodic constant I_{TM} (=200 A) pentru un tiristor cu blocare asistată de poartă (*GAT*) de 2 500 V în variantă *TIL* (vezi figura 5.8) avînd aria catodului $A_k = 1{,}7$ cm² în absența ($I_{GR} = 0$) și prezența ($I_{GR} = 3$ A) asistenței acordate de poartă. Condiții de testare: similare cu cele specificate la figura 5.9. (În chenar sînt specificate temperaturile difuziilor de aur).

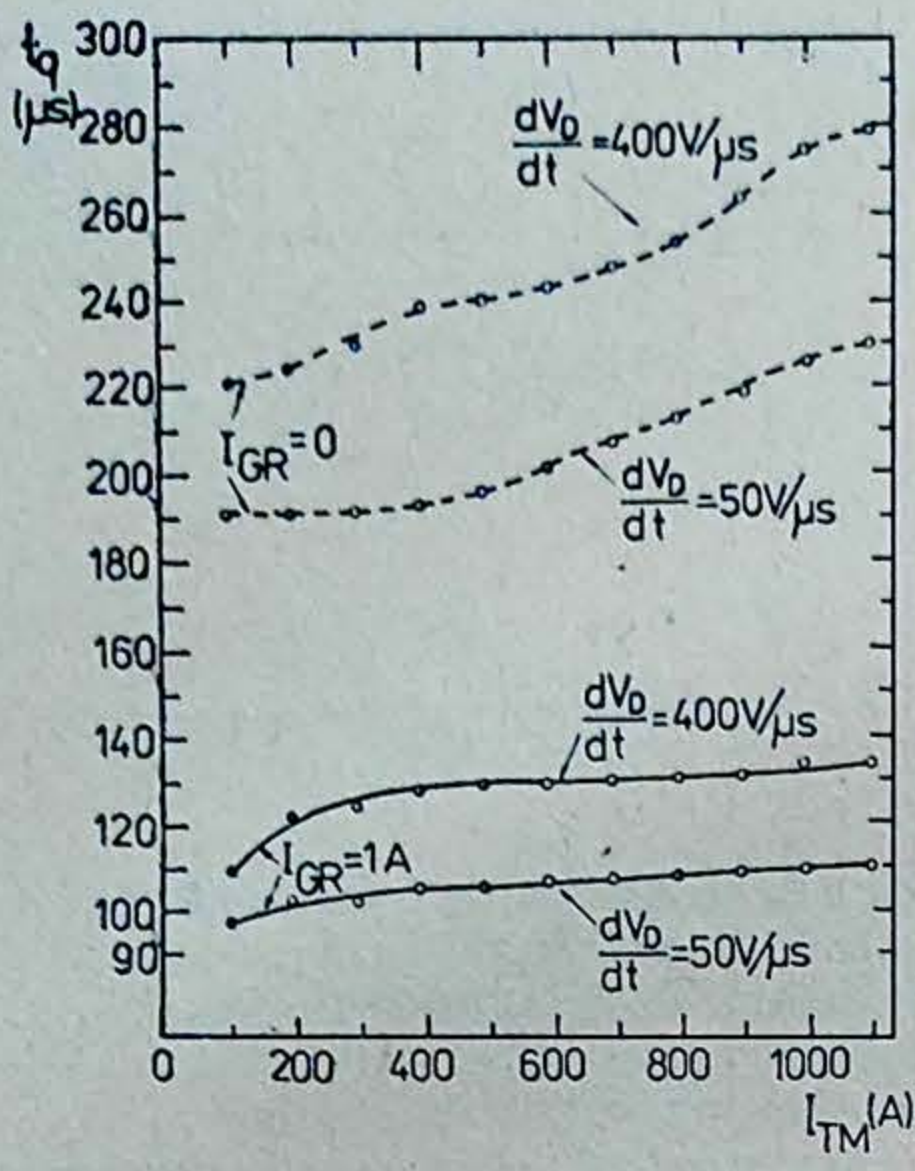


Fig. 5.11. Dependențele experimentale ale timpului de blocare t_q cu ($I_{GR} = 1$ A) și fără ($I_{GR} = 0$) asistența porții de valorile curentului anodic în conducție directă I_{TM} pentru un tiristor *GAT* de 3,5 kV în variantă *TIL* avînd aria catodului de $A_k = 3{,}56$ cm^2 (figura 5.8) la două valori ale ratei de reaplicare a tensiunii anodice dV_D/dt. Condiții de testare: $T_{vj} = 125$°C; $V_D = 2/3\ V_{DRM}$; $di_{GR}/dt = 20$ A/μs.

la semnale interne de zgomot ($dV/dt > 1$ kV/μs). Dependența timpului de blocare t_q de nivelul curentului anodic în conducție directă la o asistență acordată pe poartă de $I_{GR} = 1$ A este prezentată în figura 5.11 pentru două valori caracteristice ale ratei de reaplicare a tensiunii anodice dV_D/dt (vezi figura 5.1.). Remarcabil este faptul că la o valoare extrem de scăzută a semnalului negativ de poartă ($I_{GR}=1$ A), timpul de blocare t_q al acestor dispozitive *TIL GATT* se reduce de peste două ori (față de cazul cînd $I_{GR} = 0$) la toate nivelele testate de curenți în conducție directă (I_{TM}), independent de rata tensiunii anodice reaplicate (dV_D/dt). La un curent anodic comutat de $I_{TM}=1\,100$ A, micșorarea de peste două ori a timpului de stingere t_q cu o asistență pe poartă de numai 1 A corespunde unui cîștig „*aparent*“ la blocare de 1 100 (!) [18] [20].

Performanțele dispozitivelor *TIL GATT* de tensiuni înalte relevă absența incompatibilității dintre o bază n_1 mai groasă a structurii *pnpn* (deci o valoare mai mare a sarcinii reziduale în acest strat) și valori reduse ale timpului de blocare t_q, obtenabile cu o „asistență“ adecvată pe poartă. Altfel spus, capabilitatea înaltă de blocare în tensiune, care este în principal o funcție a grosimii și dopajului bazei n (vezi §.2.2. și 2.3.), nu constituie un impediment în obținerea unui factor ridicat de reducere a parametrului t_q în dispozitivele *TIL GATT*. Dacă extragerea pe poartă a curentului I_{GR} facilitează prevenirea polarizării în direct a joncțiunii poartă-catod de către curentul de revenire în direct (figura 5.1.), „neutralizînd“ astfel secțiunea *npn* a dispozitivului *TIL GATT*, o grosime mai mare a bazei n, corespunzătoare unei tensiuni de blocare în direct/invers mai ridicate, decuplează tranzistorul *pnp* component al structurii din lanțul regenerativ al structurii *pnpn*. Astfel, o grosime mai mare a bazei n_1 în dispozitivele *TIL GATT* inhibă tendința de amorsare parazită la reaplicarea rampei dV_D/dt [21] [22].

Datorită particularităților evidențiate, tiristoarele cu blocare asistată de poartă bazate pe configurația *TIL* (figura 5.8.) vor cîștiga teren în următorii ani. Simplitatea conceptuală/tehnologică a configurației *TIL* și performanțelor superioare ale dispozitivelor *TIL GATT* vor elimina treptat soluțiile alternative existente. Absența șunturilor de emitor în dispozitivele *TIL GATT* permite menținerea unei arii utile mărite a catodului și a unei sensibilități ridicate la amorsare, fără deteriorarea capabilității în dV/dt. Utilizarea tehnicilor de micșorare a timpului de viață al purtătorilor minoritari (vezi §.3.4.3.) diminuează atît valoarea absolută a timpului de blocare t_q, cît și factorul de reducere al parametrului t_q la valori presta-

bilite ale semnalului I_{GR}. Motivul principal al diminuării ratei de scădere a parametrului t_q odată cu reducerea timpului de viață al purtătorilor minoritari îl constituie micșorarea valorii absolute a curentului de revenire în direct (figura 5.1.) ca urmare a recombinărilor intense din cele două baze ale tiristoarelor [7] [18] [21].

În concluzie, dispozitivele *GATT* se deosebesc de tiristoarele *GTO* prin : 1) rolul porții în cursul procesului specific de blocare ; 2) polaritatea tensiunii anod-catod în timpul procesului de stingere ; 3) posibilitatea utilizării eficiente a șunturilor de catod în vederea reducerii timpului de blocare t_q. În comparație cu tiristoarele *GTO*, dispozitivele *GATT* necesită un semnal de poartă extrem de redus în scopul diminuării parametrului t_q. Acest avantaj se materializează în puterea relativ redusă (de pînă la 10 V/5 A) pe care trebuie s-o furnizeze circuitul de comandă pe poartă al tiristoarelor *GAT*. Problema esențială în utilizatea tiristoarelor *GAT* o constituie sincronizarea comenzii pe poartă cu momentul reaplicării tensiunii anodice în direct (vezi figura 5.1.). Față de tiristoarele convenționale din aceeași clasă de curenți/tensiuni, dispozitivele *GATT* prezintă avantajul pierderilor în comutație substanțial diminuate (grație reducerii timpului t_q) la valori practic constante de căderi de tensiune (pierderilor) în conducție directă.

În structurile *GATT* puternic interdigitate se utilizează amplificatoare de poartă integrate în scopul reducerii semnalului extern necesar amorsării (vezi §.2.6.2.). Pentru mărirea eficienței de extracție a curentului I_{GR}, tiristoarele *GAT* încorporează diode de șuntare (*bypass*) a amplificatorului integrat (vezi figura 4.2.).

5.3. TIRISTOARE CU INDUCȚIE STATICĂ
(Tiristoare controlate de cîmp)

5.3.1. Principii de funcționare

Tiristorul cu inducție statică (**SIT** = *Static Induction Thyristor*) sau **tiristorul controlat (cu efect) de cîmp** (**FCT** = *Field-Controlled Thyristor*)* este un dispozitiv de comutație activ, avînd un comportament dinamic și destinații funcționale similare cu cele ale tiristoarelor *GTO*. Dispozitivele *SIT/FCT* au capabilitatea de a bloca tensiuni înalte aplicate în direct și în invers, posedă valori reduse ale căderii de tensiune în conducție directă (*ON*) și pot fi comutate din starea *ON* în cea de *OFF* cu ajutorul semnalelor negative aplicate pe terminalul lor de comandă. Simbolul de circuit al tiristoarelor *SI/FC* este cel din figura 5.13.

Un dispozitiv *SIT/FCT* are trei terminale de acces : *anod* (**A**), *catod* (**K**) și *poartă* (**G**). Structura verticală internă a *SIT/FCT* (figura 5.12.) este for-

---

* Denumirea de „*Static Induction Thyristor*“ (*SIT*) este utilizată, în principal, de firmele japoneze (de exemplu *Hitachi*), prin analogie cu tranzistorul omonim („*Static Induction Transistor*“), propus spre realizare încă din anul 1950 de către J. Nishizawa ([4], [9]. Denumirea comercială a aceluiași dispozitiv, dată de firma „*General Electric*“ din S.U.A., este de „*Field-Controlled Thyristor*“ (*FCT*) [2], [3], [6]. Ambele denumiri sînt acreditate în literatura de specialitate. Datorită gridurilor p^+ (de poartă), dispozitivul este cunoscut și sub denumirea de „*gridistor*“ [4], [23]. Alte denumiri ale dispozitivului sînt : „*Field-Controlled Diode*“ [4] și „*Field Terminated Diode*“ [24].

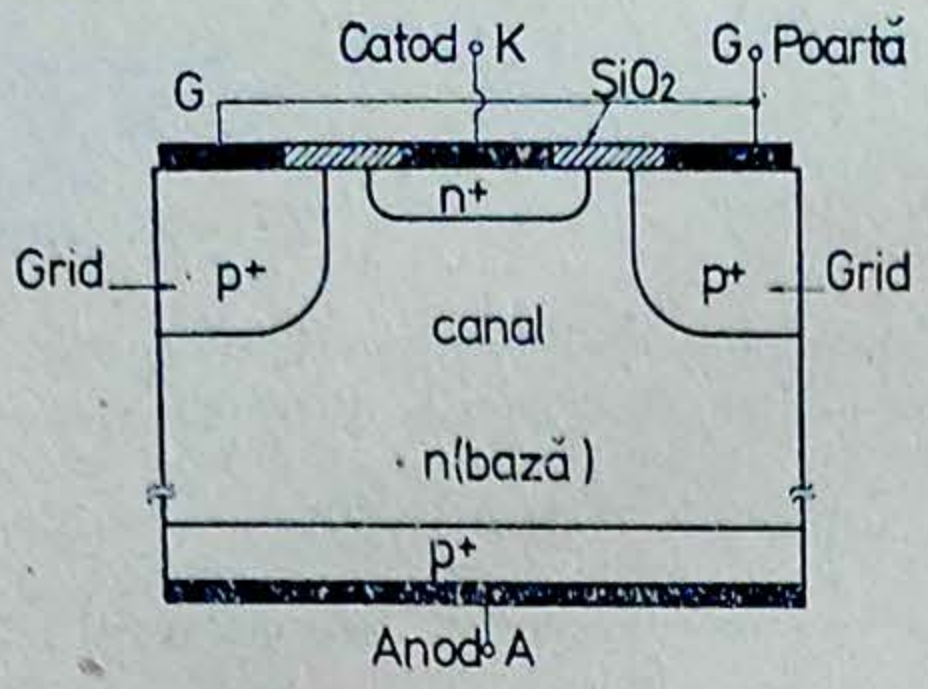


Fig. 5.12. Structura unui dispozitiv *SIT/FCT* cu grid p^+ superficial, realizat prin difuzie.

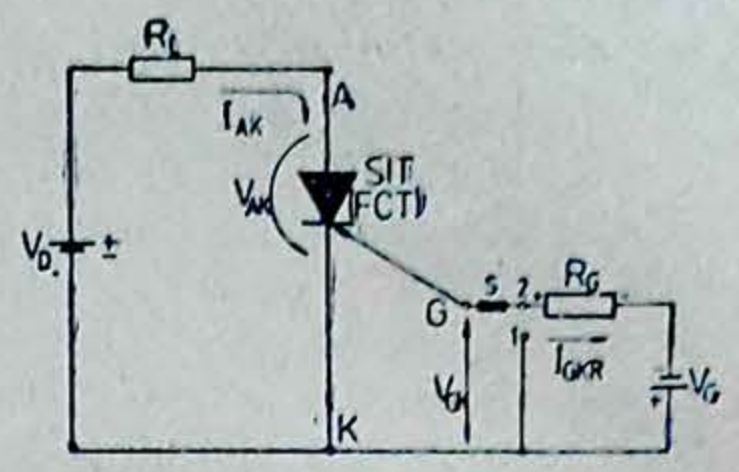


Fig. 5.13. Configurația clasică de polarizare pe poartă a unui tiristor *SI/FC*.

mată dintr-o zonă centrală de tip *n* (denumită „*bază*"), relativ slab dopată cu impurități ($\sim 10^{14}$ cm^{-3}), care este flancată de regiuni puternic dopate p^+ și n^+, conectate la terminalul de anod (*A*), respectiv la terminalul de catod (K). Structura verticală (p^+nn^+) este astfel asemănătoare cu cea a unei diode *pin* (vezi §.2.7. și §.3.5.3.2.). Regiunea *n* a structurii p^+nn^+ încorporează și zone p^+, puternic dopate cu impurități acceptoare, denumite „*griduri*", care sînt conectate la terminalul de poartă (*G*). Porțiunea zonei *n*, situată între două griduri p^+ adiacente, se numește „*canal*". Gridurile p^+ și canalul *n* formează structura de bază a unui tranzistor cu efect de cîmp (*TEC-J*) de putere, de unde provine și denumirea de „*FCT*" dată acestui dispozitiv. Spre deosebire însă de un *TEC-J* (tranzistor unipolar), tiristorului *SI/FC* este un dispozitiv bipolar. Comportamentul bipolar al *SIT/FCT* este conferit de prezența stratului p^+ de anod* [2] — [9].

Structura din figura 5.12., prima care a fost realizată din punct de vedere istoric [24], poartă denumirea de *SIT/FCT* **cu grid superficial** (sau **cu grid difuzat**). Denumirea provine din particularitățile structural/tehnologice ale dispozitivului : gridurile p^+, realizate simultan cu stratul de anod p^+ prin difuzia impurităților acceptoare, au o adîncime relativ redusă de pătrundere în placheta *n* (*grid superficial*). Variantele ulterioare ale tiristoarelor *SI/FC* sînt prezentate §.5.3.3.

Circuitul tipic de polarizare al tiristoarelor *SI/FC* este prezentat în figura 5.13. În poziția 1 a comutatorului *S* poarta *G* este nepolarizată, fiind conectată la potențialul catodului (zero). În poziția 2 a comutatorului *S*, poarta este negativată în raport cu catodul [4] [24].

Funcționarea tiristoarelor *SI/FC* combină trăsăturile tipice diodelor *pin* (p^+nn^+), tranzistoarelor cu efect de cîmp (*TEC-J*) și tiristoarelor *GTO*.

Atunci cînd anodul (*A*) este pozitivat în raport cu terminalul de catod (*K*), iar poarta *G* este nepolarizată (lăsată în gol sau conectată la catod, vezi figura 5.13.), tiristorul *SI/FC* intră automat în starea de conducție directă (*ON*). Curentul I_{AK} prin dispozitiv, avînd sensul de curgere de la anod la catod, este format din electronii și golurile injectate în baza *n* de stratul de catod, respectiv de cel de anod (figura 5.14, *a*). În acest regim de lucru, dispozitivul *SIT/FCT* se comportă ca o diodă *pin* (p^+nn^+) la nivel

---

* Prin eliminarea stratului p^+ de anod (figura 5.12) și înlocuirea sa cu un strat n^+, conectat la terminalul de anod (*A*), se obține structura unui *TEC-J* de putere cu canal de tip *n*.

mare de injecție (vezi §.2.7.). Caracterul bipolar al injecției modulează (micșorează) rezistivitatea bazei n, ceea ce are ca efect obținerea valorilor reduse ale căderii de tensiune în direct (1 V...2 V) la densități ale curentului de ~100 A/cm². Datorită naturii bipolare a curentului I_{AK}, căderea de tensiune menționată este substanțial mai redusă decît cea pe un *TEC-J* de aceeași arie și tensiune de blocare în direct, operat în condiții identice [4] [6] [8] [9].

Întreruperea conducției în direct a *SIT/FCT* se efectuează prin negativarea porții (G) în raport cu catodul K : comutatorul S trece din poziția 1 în 2 (figura 5.13.). Aplicarea tensiunii negative V_G pe terminalul de poartă (G) al unui dispozitiv *SIT/FCT* aflat în starea „*ON*" are următoarele efecte (figura 5.14, *b*.) [3] — [6] [8] [9] [24] :

a) o fracțiune a curentului I_{AK} este deviată spre gridurile p^+ care devin, datorită negativării lor, colectori eficienți ai golurilor injectate din stratul de anod p^+. Această componentă a curentului I_{AK} este evacuată pe terminalul de poartă sub forma curentului I_{GKR} (figura 5.13.) ;

b) între două griduri p^+ adiacente apare o zonă de sarcină spațială (fenomen identic cu cel înregistrat într-un *TEC-J*), care se extinde cu precădere în baza n, slab dopată cu impurități.

Creșterea (în valoare absolută) a tensiunii inverse V_{GK} aplicate între poartă și catod are drept rezultat extinderea marginilor zonei de sarcină spațială și îngustarea lățimii efective a canalului n (figura 5.14, *c*) dintre două griduri p^+ adiacente. Pentru întreruperea curentului I_{AK} prin dispozitiv, tensiunea negativă ($-V_{GK}$) aplicată pe poartă trebuie să fie cel puțin egală cu tensiunea de închidere („p*inch*-off")V_{PO} a canalului n. Închiderea canalului n este rezultatul atingerii marginilor zonei de sarcină spațială pe axa de simetrie dintre două griduri adiacente (figura 5.15.). Distribuția potențialului V pe axa de simetrie a structurii unui *SIT/FCT* în momentul

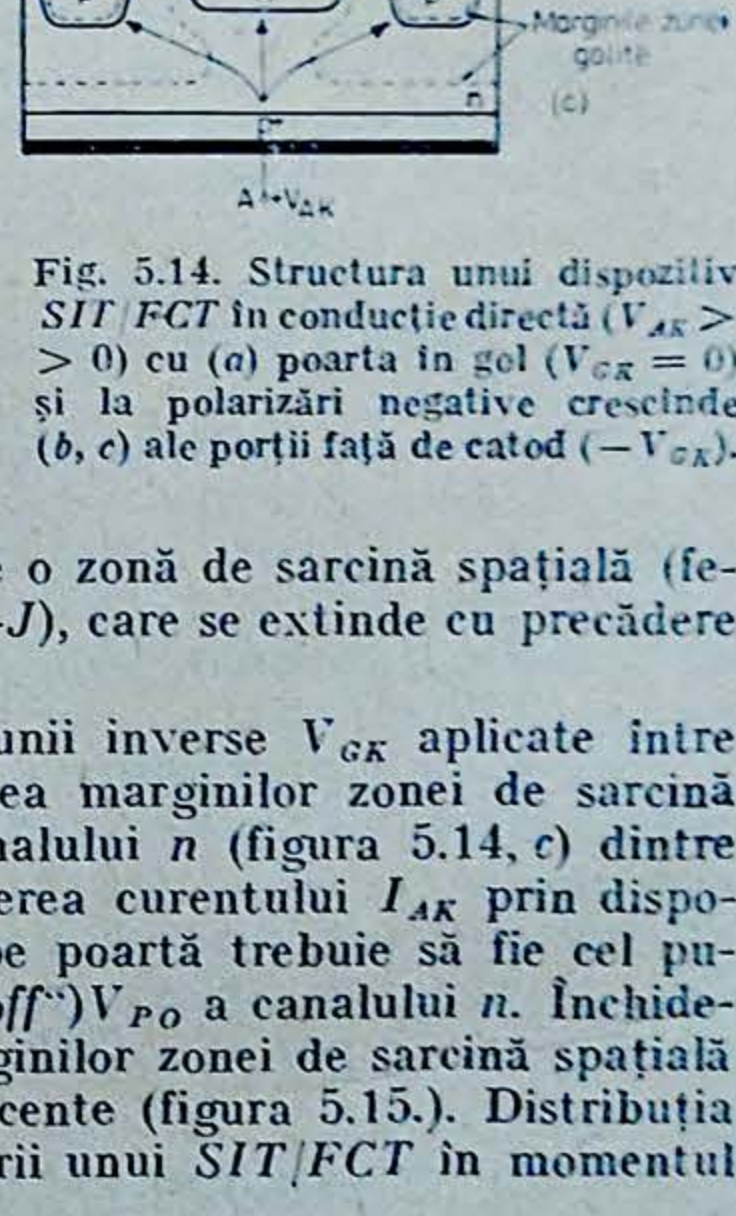


Fig. 5.14. Structura unui dispozitiv *SIT/FCT* în conducție directă ($V_{AK} > 0$) cu (*a*) poarta în gol ($V_{GK}=0$) și la polarizări negative crescînde (*b*, *c*) ale porții față de catod ($-V_{GK}$).

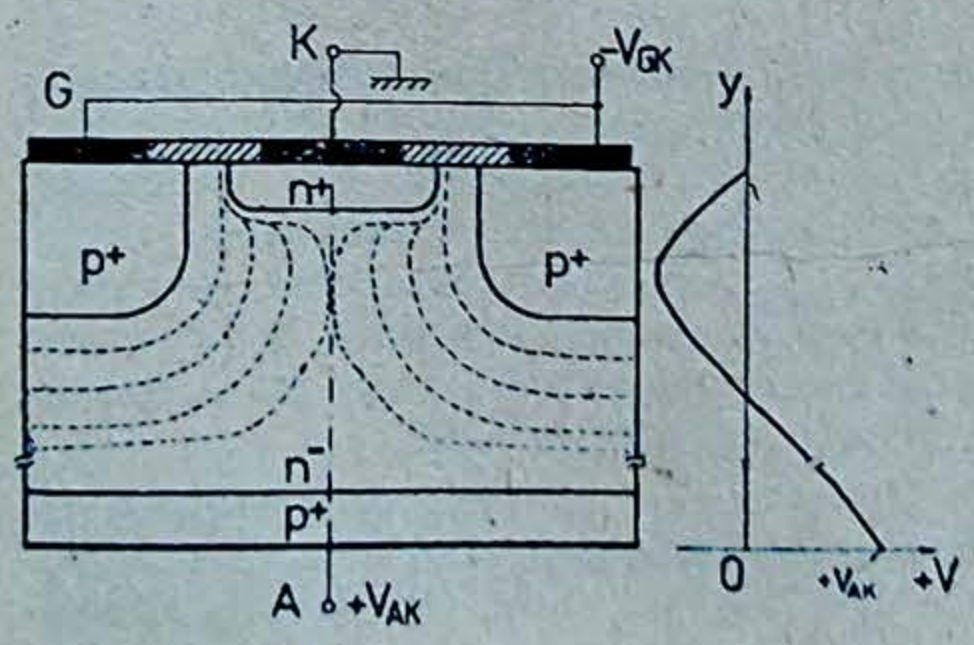


Fig. 5.15. Reprezentarea schematică a regiunii de sarcină spațială și distribuției de potențial de-a lungul axei de simetrie a structurii unui dispozitiv *SIT/FCT* cu grid superficial, blocat în direct.

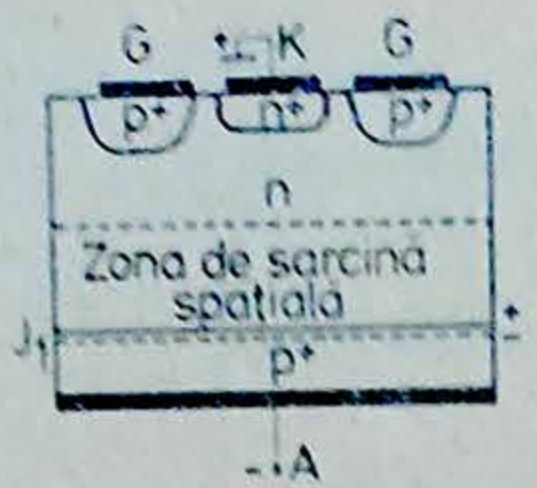


Fig. 5.16. Dispozitivul *SIT/FCT* în starea de blocare în invers, cu indicarea zonei de sarcină spațială.

închiderii canalului este ilustrată calitativ în figura 5.15. Se observă că potențialul V variază de la o valoare pozitivă, asociată tensiunii aplicate pe anod, la o valoare negativă maximă („*groapă de potențial*") și apoi la zero (corespunzător catodului legat la masă). „*Groapa de potențial*" din canalul n constituie o barieră pentru electronii injectați din stratul de catod în baza n, împiedicind trecerea lor spre anod. Întreruperea accesului electronilor la joncțiunea de anod (p^+n) are ca efect sistarea injecției de goluri din stratul p^+ în baza n. Ca urmare a acestor fenomene, tiristorul trece în starea de blocare în direct („*OFF*"). În acest regim de lucru, dispozitivul suportă întreaga tensiune externă aplicată V_D ($= V_{AK}$). Curentul rezidual prin tiristor în starea „*OFF*" este de valoare redusă.

Pentru comutarea tiristorului din starea „*OFF*" în cea de „*ON*" este suficientă îndepărtarea tensiunii negative aplicate pe poartă. În acest scop, comutatorul S este trecut în poziția 1 (figura 5.13.). Timpul tipic de amorsare al unui dispozitiv *SIT/FCT* este de aproximativ o microsecundă. Această durată este dictată de timpul necesar „*colapsării*" barierei de potențial din canal (figura 5.15.) și stabilirii continuității curentului anodic I_{AK} prin structura p^+nn^+, controlat de momentul „întîlnirii" golurilor injectate de stratul de anod p^+ în baza n cu electronii injectați de stratul de catod n^+ (figura 5.14, *a*.)

Capabilitatea de blocare în invers a unui dispozitiv *SIT/FCT* este determinată de tensiunea de străpungere în avalanșă a joncțiunii de anod J_1 (vezi §.2.2.), care „*suportă*" tensiunea aplicată (figura 5.16.). La polarizarea în invers a unui *SIT/FCT* („—" pe anod, „+" pe catod) prin dispozitiv circulă un curent rezidual de valoare redusă, practic egală cu cea a curentului invers al joncțiunii J_1, care „susține" tensiunea aplicată.

Un dispozitiv *SIT/FCT* poate fi comutat din starea „*ON*" în cea de „*OFF*" și prin inversarea polarității tensiunii anod-catod [4], adică într-un mod similar cu cel al unui tiristor convențional (figura 1.14.). Aplicarea în acest caz a unei tensiuni negative pe poartă constituie o „*asistență*" acordată procesului de stingere (vezi §.5.2.) și permite accelerarea tranziției din starea „*ON*" în cea de „*OFF*".

5.3.2. Caracteristici și parametri de bază

Principiile de funcționare prezentate se oglindesc în caracteristica statică de ieșire (curent **I** — tensiune **V**) a dispozitivelor *SIT/FCT* (figura 5.17.). Regiunea caracteristicii **I—V** din cadranul *III*, corespunzătoare polarizării în invers a *SIT/FCT* (figura 5.16.), este similară cu cea a unei diode redresoare în același regim de lucru (figura 1.7.). Tiristorul blochează tensiunea inversă aplicată străpungîndu-se la atingerea valorii tensiunii de avalanșă a joncțiunii J_1 (figura 5.16.). Dispozitivul se poate străpunge prin pătrundere în cazul cînd se îndeplinesc condițiile detaliate în §.2.2.

Caracteristicile din cadranul *I* (figura 5.17.) acoperă funcționarea tiristoarelor *SI/FC* în regiunea de blocare în direct și în regimul de conducție directă. În absența semnalului de poartă ($V_{GK} = 0$), pozitivarea anodu-

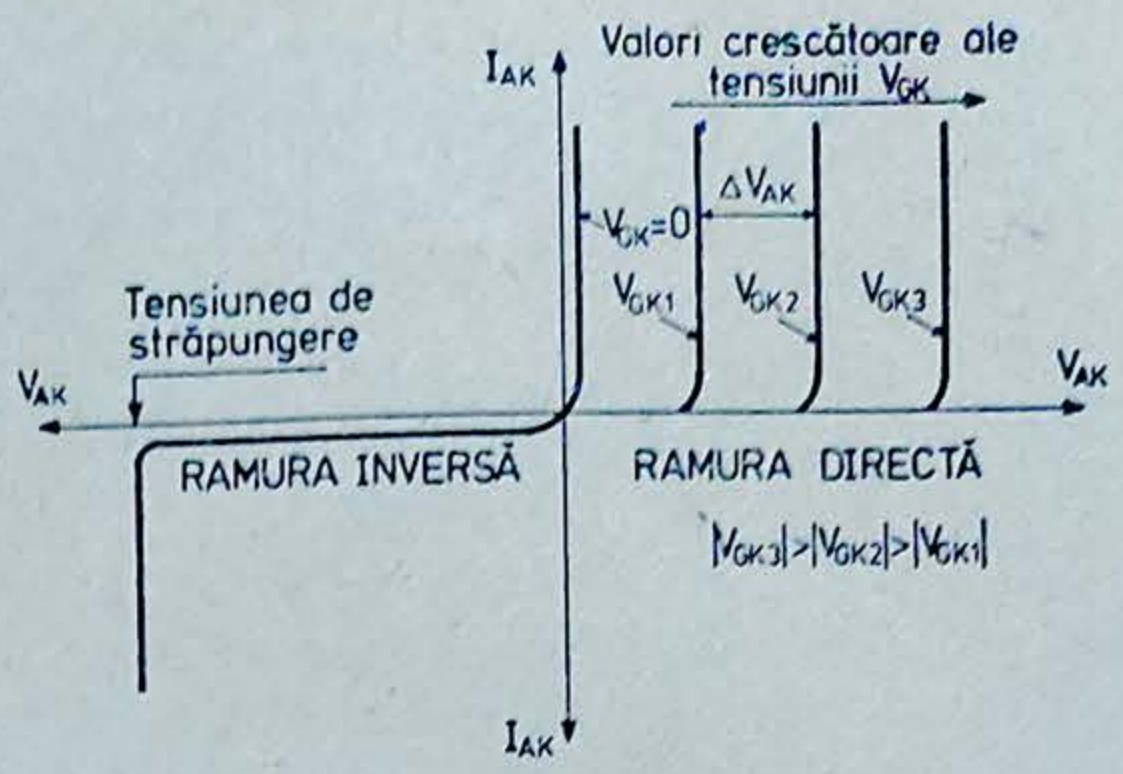


Fig. 5.17. Caracteristica statică de ieşire I (curent) — V (tensiune) a unui dispozitiv *SIT/FCT*.

lui cu tensiuni chiar de valori reduse ($V_{AK} \simeq 0{,}7$ V)* determină intrarea automată a *SIT/FCT* în conducţie directă. Creşterea valorii absolute a tensiunii negative aplicate pe poartă ($V_{GK} < 0$) are ca efect mărirea barierei de potenţial din canalul *n* (figura 5.15.), ceea ce se traduce prin translaţia pragului de deschidere al *SIT/FCT* la valori crescînde ale tensiunii anodice V_{AK} (figura 5.17.). De la un anumit prag al tensiunii ($-V_{GK}$), care închide *sigur* canalul *n*, sporirea tensiunii anodice aplicate (V_{AK}) poate determina intrarea în conducţie a *SIT/FCT* doar prin *efectul de „breakover"* (vezi §.2.4.2.). Capacitatea tiristoarelor *SI/FC* de a bloca valori ridicate ale tensiunii V_{AK} cu ajutorul tensiunilor negative de poartă (V_{GK}) cît mai reduse este caracterizată de **cîştigul la blocarea în direct** (*„forward blocking gain"*) :

$$\mu = -(\Delta V_{AK}/\Delta V_{GK}) \tag{5.1.}$$

definit ca raportul dintre creşterea tensiunii anod-catod ΔV_{AK} blocate (figura 5.17.) şi creşterea corespunzătoare a tensiunii negative (ΔV_{GK}) care trebuie aplicată între poartă şi catod în scopul menţinerii dispozitivelor în starea *OFF* pentru o valoare incrementală ΔV_{AK}. Parametrul μ este o funcţie a geometriei superficiale (vezi §.5.3.3.).

Caracteristicile **I—V** ale tiristoarelor *SI/FC* în conducţie directă (figura 5.18.) se aseamănă cu cele ale diodelor redresoare *pn* operînd în acelaşi regim de lucru (vezi figura 1.7.). Pentru tensiuni anodice pozitive, avînd însă valori sub cea a tensiunii de prag V_P (0,7 V la $T = 300$ K), curentul prin *SIT/FCT* este neglijabil. Punctul static de funcţionare (I_F, V_F) al unui *SIT/FCT* în starea *ON* (figura 5.18.) este situat, de regulă, pe porţiunea liniară a caracteristicii, adică mult deasupra „cotului" V_P. Pierderile în conducţie directă P_D se exprimă prin :

$$P_D = (V_P + I_F \cdot R_D) \cdot I_F \tag{5.2.}$$

unde :

$$R_D = (V_F - V_P)/I_F \tag{5.3.}$$

este rezistenţa dinamică a tiristorului (figura 5.18.).

---

* Valoarea minimă a tensiunii anod-catod V_{AK} este practic egală cu pragul de deschidere al unei diode *pn*.

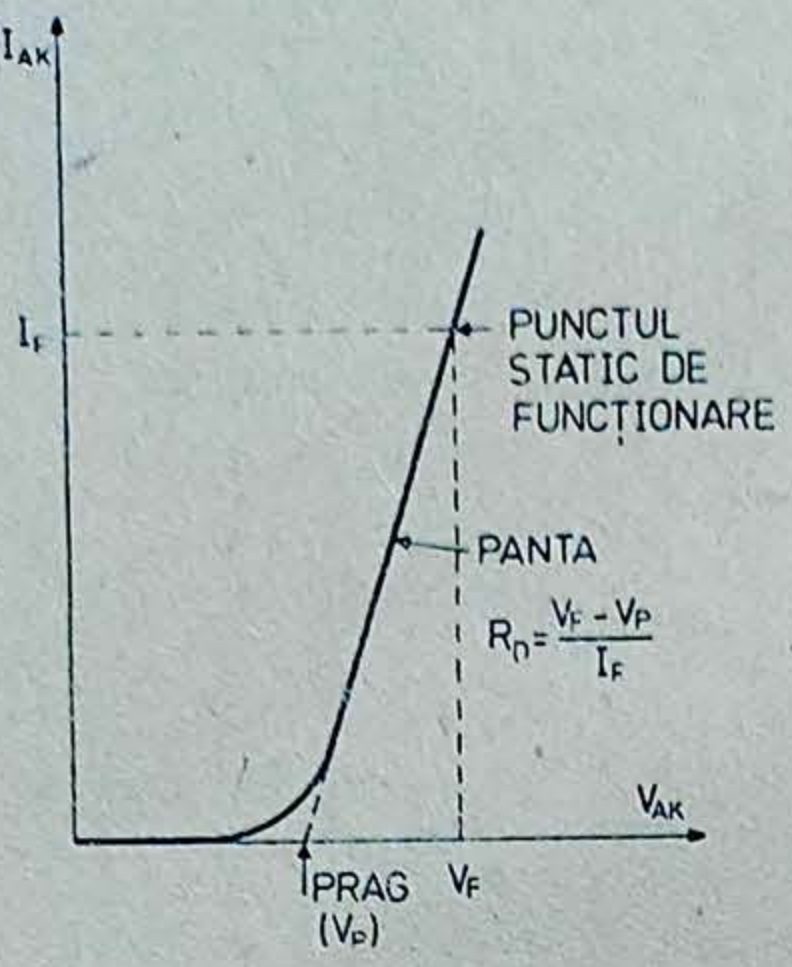


Fig. 5.18. Detalierea caracteristicii *curent* (I) — *tensiune* (V) a unui dispozitiv *SIT/FCT* (pentru $V_{GK} = 0$), cu indicarea tensiunii de prag V_p și a rezistenței dinamice R_D.

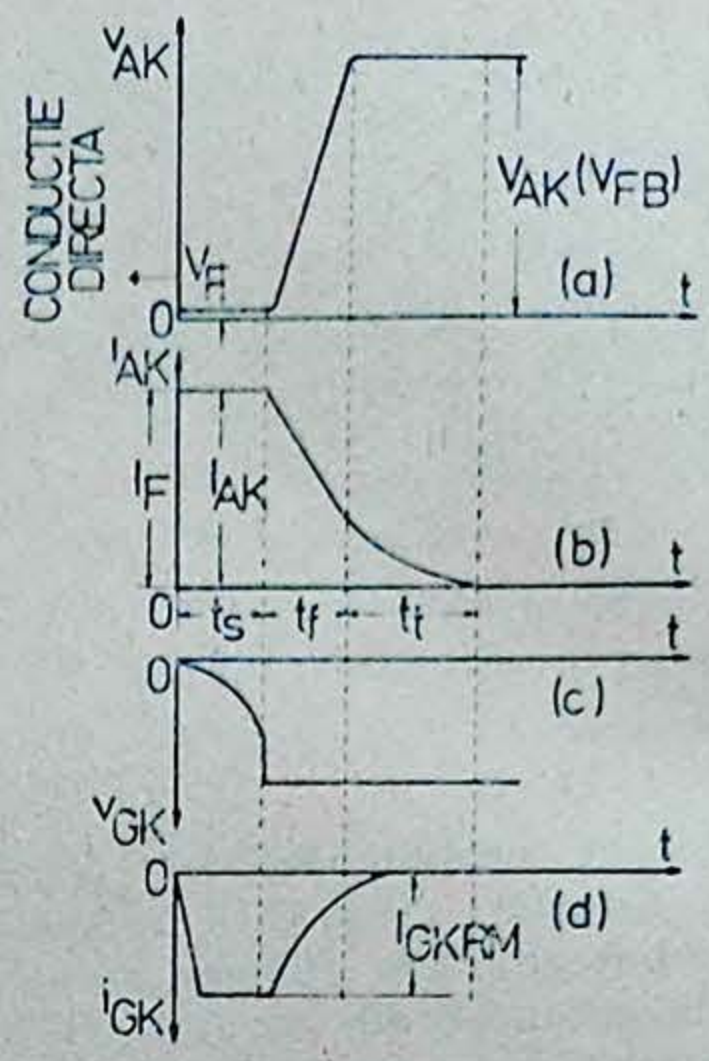


Fig. 5.19. Formele de undă tipice ale tensiunii anodice (*a*), curentului anodic (*b*), tensiunii poartă-catod (*c*) și curentului negativ de poartă (*d*) în cursul procesului tranzitoriu de blocare pe poartă a unui tiristor *SI/FC*. (Sînt indicate cele trei componente ale timpului de blocare).

La densități elevate ale curentului anodic (> 100 A/cm^2), caracteristicile **I—V** ale tiristoarelor *SI/FC* sînt practic identice cu cele ale diodelor *pin* în regim de injecție înaltă (vezi §.2.7.).

Procesul tranzitoriu de întrerupere a conducției curentului anodic I_{AK} într-un *SIT/FCT* (figura 5.19.), asemănător cu cel al stingerii pe poartă a tiristoarelor *GTO* (vezi figura 1.27.), comportă trei faze [4] [9] :

1) **Timpul de stocare** (*„storage time“*) t_s, caracterizat prin constanța curentului (I_{AK}) și tensiunii (V_{AK}) anodice. În intervalul t_s are loc evacuarea purtătorilor minoritari (goluri) din baza *n* sub forma curentului de poartă I_{GKR} (vezi figurile 5.13. și 5.14, *b*.). Tensiunea negativă aplicată pe poartă ($-V_{GK}$) variază după legea (figura 5.13.) :

$$-V_{GK}(t) = -V_G + I_{GKR}(t) \cdot R_G \qquad (5.4.)$$

În cursul fazei t_s canalul *n* nu este încă închis, ceea ce explică valoarea constantă a curentului anodic I_{AK} (figura 5.19, *b*.). Timpul de stocare t_s se încheie în momentul stabilirii barierei de potențial, care închide canalul *n* (vezi figura 5.15.).

2) **Timpul de cădere** (*„fall time“*) t_f, caracterizat prin scăderea curentului anodic I_{AK}, însoțită de creșterea corespunzătoare a tensiunii pe dispozitiv (V_{AK}). Datorită variației marcante a curentului I_{AK} și a tensiunii V_{AK}, faza t_f se caracterizează prin disipări substanțiale de putere pe dispozitiv. La încheierea fazei t_f, tensiunea anodică V_{AK} atinge valoarea sa finală (V_{FB}).

3) **Timpul de încheiere** (*„tail time"*) t_f, caracterizat prin scăderea la zero a curentului anodic (I_{AK}) cu o rată dictată de timpul de viață al purtătorilor minoritari (goluri) din baza *n*. Disipările de putere în faza t_f pe tiristoarele *SI/FC* sînt considerabile, datorită valorilor mari ale tensiunii și curentului. Minimizarea acestor pierderi necesită micșorarea duratei t_f, adică reducerea timpului de viață al golurilor în baza *n*. Aceasta se realizează prin tehnica iradierii dispozitivelor cu electroni rapizi (vezi §.3.4.3.).

Prin analogie cu tiristoarele *GTO*, comportamentul *SIT/FCT* la stingere se caracterizează prin factorul de cîștig în curent la blocare G_{off} (vezi relația 1.22.) :

$$G_{off} = I_{AK}/I_{GKRM} \tag{5.5.}$$

unde : I_{GKRM} este valoarea maximă a curentului extras pe poartă (figura 5.19.) în scopul întreruperii curentului $I_{AK} = I_{TM}$ [4] [9].

Operarea *SIT/FCT* la valori reduse ale cîștigului G_{off} permite micșorarea substanțială a timpului de stocare t_s. Valorile uzuale ale factorului G_{off} în tiristoare *SI/FC* cu timpi de stocare t_s reduși sînt situate în gama 2...5, tipică pentru dispozitivele *GTO*]4] [6] [7] [9].

Extragerea curenților I_{GKRM} de valori ridicate determină o disipație considerabilă de putere P_{GK} ($\simeq I_{GKRM} \cdot V_{GRM}$) în circuitul de comandă pe poartă al *SIT/FCT* (vezi figurile 5.13. și 5.19.). Utilizarea rezistențelor externe R_G de valori reduse permite : 1) sporirea magnitudinii curenților I_{GKRM} extrași pe poartă, deci diminuarea timpului de stocare t_s* ; 2) limitarea disipărilor de putere pe R_G ($P_{RG}(t) = I^2_{GKR} \cdot R_G$) ; 3) mărirea capabilității în dV/dt (vezi în continuare, figura 5.20.) ; 4) prevenirea fenomenului de *„depolarizare"* (*„debiasing"*) al gridului. Acest ultim fenomen constă în tendința de polarizare în direct a joncțiunii grid p^+ — catod n^+ ca urmare a căderii de tensiune provocate pe rezistorul R_G de curentul $I_{GKR}(t)$ extras pe poartă (vezi relația 5.4.) și are ca efect îngreunarea derulării procesului de blocare pe poartă [4] [9].

Fenomenul de depolarizare a gridului se produce și în cazul aplicării rampei de tensiune dV_{AK}/dt între anodul și catodul dispozitivelor *SIT/FCT*, blocate prin intermediul tensiunii negative ($-V_G$) de poartă (figura 5.20.). Curentul capacitiv de deplasare, generat în structura tiristorului de rampa

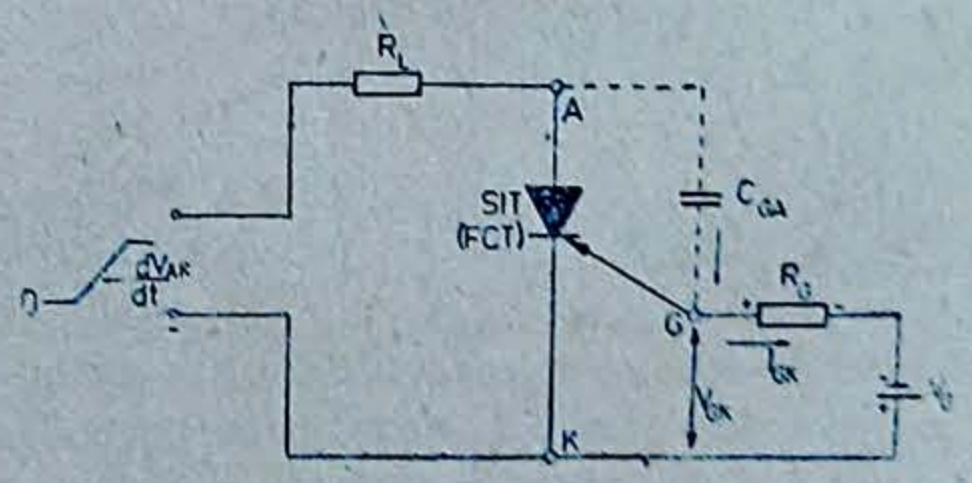


Fig. 5.20. Ilustrarea fenomenului de *„depolarizare"* a porții (gridului) unui tiristor *SI/FC*, datorită căderii de tensiune induse pe rezistorul R_G de curentul I_{GK}, generat de rampa dV/dt (vezi relațiile 5.4 și 5.6).

---

* La o valoare constantă a curentului anodic I_{AK}, sporirea curentului I_{GKRM} extras pe poartă (figura 5.19) — prin mărirea semnalului de polarizare ($-V_G$) și/sau prin diminuarea rezistenței R_G (vezi figura 5.13) — permite creșterea ratei de evacuare a purtătorilor minoritari (goluri) din baza *n*, ceea ce se traduce printr-o viteză superioară de stingere a tiristoarelor [3]—[6], [9].

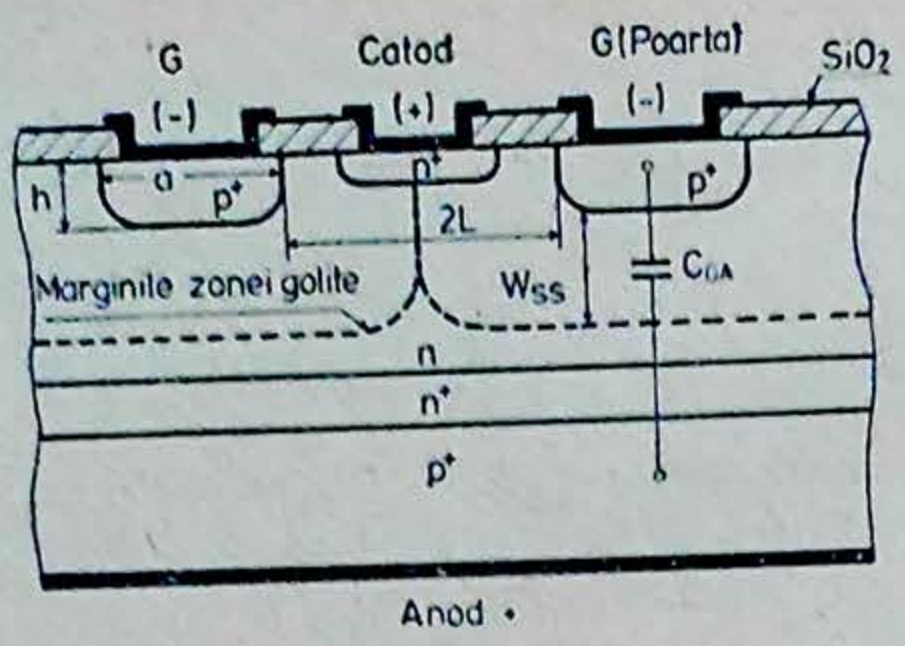


Fig. 5.21. Structura unui dispozitiv *SIT/FCT* asimetric blocat pe poartă, cu indicarea parametrilor principali ai geometriei gridurilor superficiale (C_{GA} este capacitatea parazită dintre poartă și anod, asociată polarizării în invers a gridurilor p^+).

dV/dt (vezi §.2.4.3.), este extras pe poartă sub forma curentului I_{GK}, exprimat analitic prin relația [4]:

$$I_{GK} = C_{GA}(dV_{AK}/dt) \tag{5.6.}$$

unde: C_{GA} este capacitorul parazit intern dintre poartă G și anod A (figura 5.21), format din înserierea capacității de barieră a joncțiunii poartă-catod, polarizate în invers, cu cea a joncțiunii de anod*.

Căderea de tensiune indusă de curentul (5.6.) pe rezistorul R_G (figura 5.20.) tinde să polarizeze în direct joncțiunea poartă-catod a *SIT/FCT*. Această „depolarizare" a gridului în cursul rampei de creștere a tensiunii V_{AK} poate determina amorsarea parazită a dispozitivelor prin „*efectul* dV/dt". Dispozitivele *SIT/FCT* au capabilități în dV/dt de peste 1 kV/μs pentru valori ale rezistorului extern R_G sub 0,1 kΩ [4] [6] [9].

5.3.3. Tipuri de structuri și performanțe

Variantele constructive ale dispozitivelor *SIT/FCT* realizate pînă în prezent au urmărit în principal creșterea cîștigului μ (relația 5.1.) în scopul blocării tensiunilor anod-catod (V_{AK}) cît mai înalte cu ajutorul tensiunilor de poartă ($-V_{GK}$) de valori rezonabile [3] — [6] [8] [9]. Cîștigul μ este corelat cu geometria gridurilor prin [3] [4] [8] [9] [24]:

$$\mu \sim \frac{W_{ss}}{L} \exp\left(\frac{\pi \cdot h}{2L}\right) \tag{5.7.}$$

unde (figura 5.21.): $2L$ este distanța dintre două griduri adiacente, h este adîncimea gridurilor p^+, W_{ss} este extinderea zonei de sarcină spațială (înspre stratul de anod p^+) a gridului p^+ în starea de blocare în direct a structurii *SIT/FCT*.

Din relația (5.7.) rezultă că amplificarea μ crește odată cu: a) adîncimea (h) a gridurilor, adică odată cu lungimea canalului n; b) reducerea distanței ($2L$) dintre două griduri adiacente; c) reducerea nivelului de dopare cu impurități a bazei n, ceea ce determină sporirea extinderii W_{ss} a zonei golite.

Dezavantajul principal al structurii *SIT/FCT* cu griduri p^+ planare (figura 5.12.) îl constituie tocmai cîștigul redus la blocare μ (tipic ~ 4): blocarea în direct a tensiunii $V_{AK} = 650$ V necesită aplicarea între poartă

* Considerînd cele două joncțiuni ca abrupte și asimetrice, expresia fiecăreia dintre cele două capacități este similară relației (2.32).

și catod a semnalului $V_{GK} = -150$ V (*l*), ceea ce este nepractic din punct de vedere al circuitelor de comandă pe poartă [8] [26]. Valoarea redusă a cîștigului μ în structuri *SIT/FCT* planare (vezi figura (5.12) se datorează în principal adîncimii relativ reduse și curburii laterale a joncțiunii gridului p^+ difuzat. Ca urmare a acestor particularități : a) lățimea canalului *n*, adică distanța dintre două griduri adiacente, crește pe direcția de la catod la anod, determinînd închiderea neuniformă a canalului pe axa de simetrie a structurii (vezi figura 5.14.) ; b) controlul prin intermediul gridurilor a proceselor din regiunea bazei *n*, situată în apropierea stratului de anod p^+, este practic imposibil.

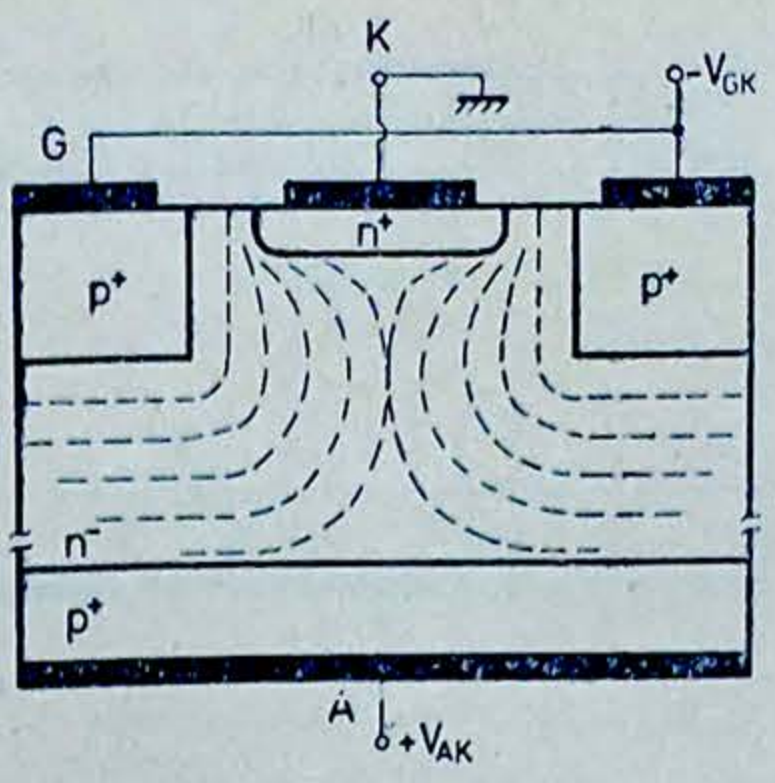


Fig. 5.22. Structura unui dispozitiv *SIT/FCT* avînd griduri p^+ cu pereții laterali verticali (sînt indicate liniile echipotențiale în canalul *n* la diferite valori ale tensiunii de polarizare în invers poartă-catod).

Creșterea eficienței gridurilor în controlul blocării pe poartă a tiristoarelor *SI/FC* se obține în structuri avînd pereții laterali ai gridurilor p^+ strict paraleli (figura 5.22.). Avantajul acestei structuri rezidă în faptul că atingerea marginilor zonei de sarcină spațială la blocarea pe poartă a *SIT/FCT* se realizează uniform pe întreaga lungime a canalului *n*. Cu asemenea structuri s-au realizat tiristoare *SI/FC* capabile de a bloca tensiuni în direct de $V_{AK} = 1\,000$ V prin aplicarea tensiunilor de poartă de numai $V_{GK} = -32$ V [4].

Implementarea tehnologică a gridurilor cu pereți verticali paraleli este relativ complexă [4], [9]. Geometria gridurilor se definește prin corodarea selectivă a siliciului *n* în scopul creării șanțurilor cu pereți verticali. „Umplerea" șanțurilor se efectuează prin creșterea epitaxială, de asemenea selectivă, de siliciu dopat cu bor (vezi § 3.3.3 și § 3.3.4).

O metodă de îmbunătățire a cîștigului μ constă în realizarea dispozitivelor *SIT/FCT* în variantă asimetrică (figura 5.21). Structura unui **SIT/FCT asimetric** înglobează o zonă tampon *(buffer)* n^+, puternic dopată cu impurități, care este intercalată între stratul de anod p^+ și baza *n*. Această soluție, detaliată în §.4.3.2., anulează capabilitatea tiristorului de a bloca tensiuni aplicate în invers. Prezența zonei tampon n^+ permite însă mărirea rezistivității bazei *n* simultan cu diminuarea grosimii sale, ceea ce are ca efect conservarea capabilității ridicate de blocare a tensiunii în direct simultan cu reducerea căderii de tensiune în starea *ON* (vezi §.3.5.3.2. și relația 4.1.). Avantajul major al creșterii rezistivității bazei *n* îl constituie extinderea considerabilă a zonei golite W_{ss} (figura 5.21.) la valori prestabilite ale tensiunii de comandă pe poartă ($-V_{GK}$). Această particularitate permite închiderea canalului la polarizări negative ($-V_{GK}$) mult reduse, ceea ce se traduce prin creșterea valorii efective a cîștigului μ. Rezistivitatea tipică a bazei *n* în tiristoarele *SI/FC* asimetrice este de $\sim 2\,000$ ohm·cm., în loc de ~ 100 ohm·cm ca în cazul structurilor simetrice cu griduri planare. Valoarea tipică a cîștigului în dispozitive *SIT/FCT* asimetrice cu tensiuni de blocare în direct de $V_{AK} \simeq 1\,000$ V este de $\mu \simeq 60$ [4] [9] [26] [28].

Ameliorarea cîștigului μ prin minimizarea lățimii canalului, adică a distanței $2L$ dintre griduri (vezi relația 5.7.), necesită o interdigitare extrem

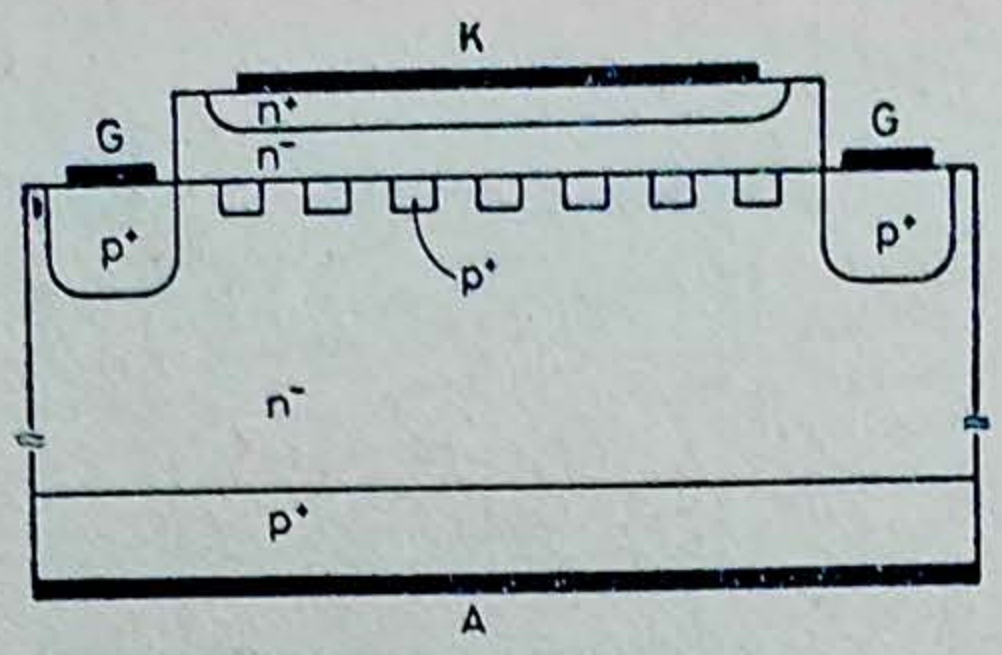


Fig. 5.23. Structura unui dispozitiv *SIT/FCT* cu griduri p^+ *„îngropate"*.

de fină a porții și catodului, ceea ce diminuează aria utilă disponibilă pentru conducție, deci capabilitatea în curent a tiristoarelor *SI/FC*. Creșterea substanțială a parametrului μ prin reducerea distanței dintre griduri ($2L$), simultan cu conservarea ariei utile a catodului (deci a capabilității ridicate în curent), se obține în varianta de *„grid îngropat"* (figura 5.23.).

Structura **tiristorului *SI/FC* cu grid îngropat** (*Buried gate SIT/FCT*), bazată pe concepte similare dispozitivului *GTO* omonim (vezi figura 4.15.), permite evitarea interdigitării „clasice" a porții și catodului. Gridurile p^+ sînt îngropate* în baza n, iar regiunile catodului și ale porții se află situate pe nivele diferite, ceea ce facilitează realizarea dispozitivelor de arii (curenți) mari. Prin dimensionarea optimală a gridurilor, s-au realizat tiristoare *SI/FC* cu tensiuni $V_{AK} = 500$ V...600 V avînd cîștiguri $\mu \simeq 700$ [3] [4] [9]. Cele mai performante tiristoare *SI/FC* au fost realizate în varianta cu grid îngropat, avînd următoarele valori ale parametrilor electrici de bază [9]: tensiunea maximă de blocare anod-catod $V_{AK} = 2\,500$ V; curentul anodic mediu $I_{T(AV)} = 300$ A; timpul de amorsare $t_{on} = 2\,\mu$s (la $i_T = I_{AK} = 1$ kA); timpul de blocare $t_{off} = 3{,}1\ \mu$s (la $I_{AK} = 1$ kA); curentul anodic maxim-controlabil de poartă $I_{TQRM} = 3$ kA; căderea de tensiune în direct $V_{TM} = 1{,}8$ V (la $I_{AK} = I_{T(AV)}$); capabilitatea în $dV/dt > 1$ kV/μs; capabilitatea în $di/dt > 1\,400$ A/μs; $G_{off} = 2...6$; $\mu = 100...300$. Realizarea acestor performanțe este asociată unor tehnologii elaborate, deci costurilor de fabricație ridicate [3] [4].

În starea de conducție directă (*ON*) a tiristoarelor *SI/FC*, gridurile p^+ îngropate își manifestă prezența în două moduri (figura 5.24.): 1) blocînd calea spre anod pentru electronii injectați din stratul de catod n^+ în canal, ceea ce are ca efect reducerea ariei *efective* de conducție a curentului anodic; 2) constituind căi preferențiale, de rezistență scăzută, pentru transportul golurilor din stratul de anod p^+ înspre cel de catod, fenomen care conduce la micșorarea gradului de modulare a conductivității canalului n. Efectele menționate

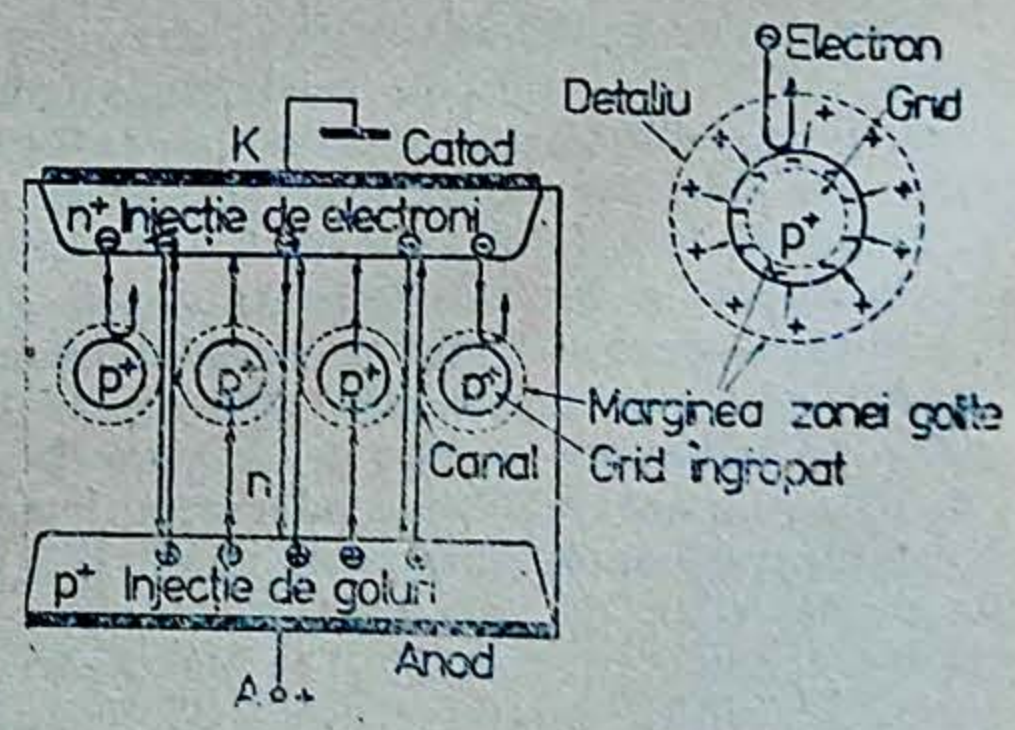


Fig. 5.24. Ilustrarea calitativă a fenomenelor fizice într-un tiristor *SI/FC* cu grid îngropat, aflat în starea de conducție directă.

* Gridurile îngropate p^+ se obțin tehnologic prin difuzia selectivă a impurităților acceptoare în substratul de siliciu n slab dopat. „Îngroparea" gridurilor p^+ se realizează prin creșterea unui strat epitaxial de tip n, din fază lichidă (vezi § 3.3.4).

nate pot fi atenuate substanțial prin reducerea dopării cu impurități a gridurilor p^+ [3] [4] [6] [9]. Limita inferioară a nivelului de dopare al gridurilor îngropate este stabilită de fenomenul *depolarizării* în cursul procesului de blocare pe poartă : căderea de tensiune pe rezistența barelor gridului, indusă de curentul evacuat pe poartă, tinde să pozitiveze gridurile p^+, îngreunînd astfel derularea procesului de stingere (vezi figura 5.13. și relația 5.4.).

În structuri practice, reducerea rezistenței serie prezentate de grid — în scopul prevenirii depolarizării — se efectuează prin micșorarea lungimii gridurilor sub 200 μm [3], [4] [9]. Astfel, cu prețul unei complexități tehnologice suplimentare se pot obține dispozitive cu stingere rapidă pe poartă. Reducerea adițională a timpului de blocare al *SIT/FCT* se efectuează prin micșorarea timpului de viață al purtătorilor minoritari în canal, utilizînd în acest scop iradierea cu electroni (vezi § 3.4.3.3) [3,] [4].

Distanța minimă dintre două griduri îngropate adiacente este determinată de considerente funcțional-tehnologice. Dacă distanța dintre două griduri adiacente este foarte mică, atunci marginile zonelor golite aferente joncțiunii formate de griduri cu baza *n* slab dopată se ating chiar în condiții de echilibru termodinamic (figura 5.25.). Sporirea pe această cale a rezistenței *efective* a canalului *n* are ca efect negativ creșterea căderii de tensiune pe dispozitiv în conducție directă („*ON*"). Soluția de circuit pentru prevenirea fenomenelor menționate constă în polarizarea gridurilor cu tensiuni pozitive aplicate din exterior, ceea ce micșorează extinderea W_{ss} a zonelor golite [3] [4] [9].

Dezavantajul principal al tiristoarelor *SI/FC* constă în faptul că starea lor „*normală*" este cea de „*ON*" („*normally-on*") : menținerea dispozitivelor în starea de blocare directă („*OFF*") necesită aplicarea tensiunilor negative externe între poartă și catod, avînd valori superioare tensiunii de închidere a canalului V_{PO}. În ultimii ani au fost realizate experimental tiristoare *SI/FC* cu starea normală de „*OFF*" („*normally-off*") [4] [9]. Principiul de implementare a condiției de „*normally-off*" într-un *SIT* cu griduri îngropate este ilustrat în figura 5.25. Dacă structura gridurilor se proiectează astfel încît extinderea zonei golite W_{ss} a fiecărui grid la echilibru termodinamic este mai mare decît semi-lățimea canalului *n* (*L*), atunci tiristorul poate fi menținut în starea „*OFF*" fără negativarea porții, pînă la o anumită valoare a tensiunii pozitive anod-catod V_{AK}. Condiția creării barierei de potențial în canal, capabile de a menține tiristorul *SI/FC* în starea *OFF*, se exprimă analitic prin relația (figura 5.25.) :

$$L < W_{ss} = \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_s}{q \cdot N_D}} \cdot V_{bi} \qquad (5.8.)$$

unde :

$$V_{bi} = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln \frac{N_A \cdot N_D}{n_i^2} \qquad (5.9.)$$

este potențialul intern al joncțiunii grid p^+ — baza *n*, N_D și N_A sînt concentrațiile de impurități în baza *n*, respectiv în gridurile p^+ [4].

Implementarea condiției (5.8.) este facilitată de reducerea concentrației de impurități din baza *n* (N_D). În tiristoare *SI/FC* experimentale cu grid îngropat,

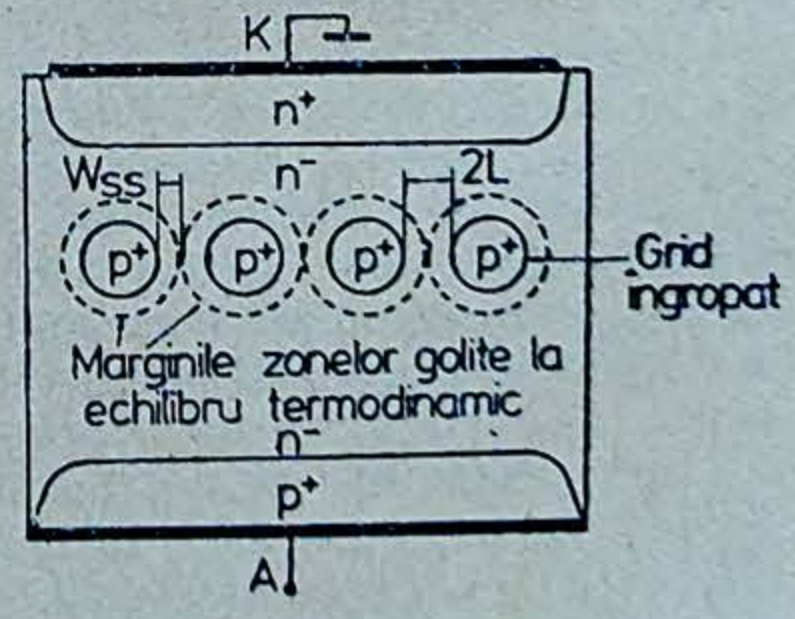


Fig. 5.25. Ilustrarea principiului de realizare a tiristoarelor *SI/FC* cu grid îngropat avînd starea normală de „*OFF*".

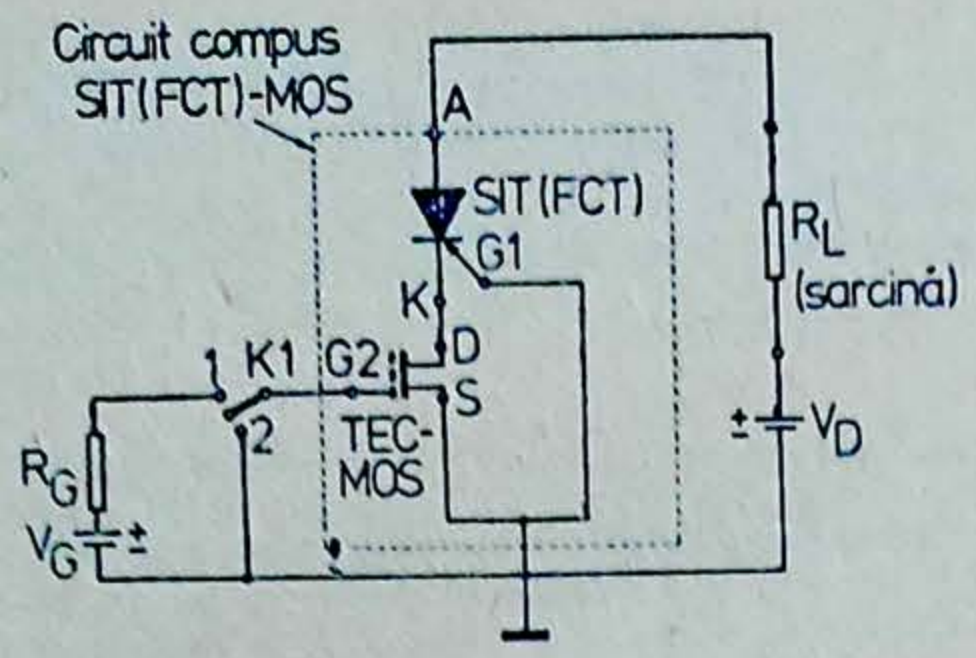


Fig. 5.26. Metodă de circuit pentru obținerea stării normale de „*OFF*“ a unui tiristor *SI/FC*.

reducerea concentrației N_D pînă la $1{,}0 \times 10^{12}$ cm^{-3} a permis obținerea tensiunilor de blocare în direct $V_{AK} \geqslant 500$ V în absența semnalelor negative de poartă ($-V_{GK}$) [4] [9].

Starea normală de „*OFF*“ a tiristoarelor *SI/FC* poate fi realizată artificial, prin metode de circuit (externe). Varianta „clasică“ a acestei soluții utilizează un tranzistor *NMOS* (cu canal indus), plasat în circuitul poartă-catod al *SIT/FCT* cu starea normală de „*ON*“ (figura 5.26.). Tranzistorul *MOS* este conectat în serie cu tiristorul. Catodul (K) și poarta ($G1$) tiristorului sînt conectate la drena (D), respectiv sursa (S) tranzistorului *MOS*. Această conexiune plasează ieșirea *TEC-MOS* în paralel cu joncțiunea poartă ($G1$) — catod (K) a tiristorului și, în consecință, $V_{DS} = V_{KG}$. Principiul de funcționare al configurației *SIT/FCT — NMOS* este următorul [2] [4]:

Pentru aducerea tiristorului în starea „*OFF*“, poarta ($G2$) tranzistorului *NMOS* se conectează la masă via comutatorul $K1$. În acest caz, tranzistorul *MOS* este blocat. Întrucît tiristorul *SI/FC* are starea normală de „*ON*“ (deci este deschis), tensiunea de alimentare V_D se aplică inițial — via tiristor — între drena D și sursa S tranzistorului. Deoarece $V_{DS} = V_{KG}$, tensiunea pozitivă V_{DS} implică de fapt negativarea porții tiristorului în raport cu catodul său ($V_{GK} < 0$). La o valoare a semnalului ($-V_{GK}$), egală cu tensiunea de închidere a canalului V_{PO}, tiristorul se blochează. Din acest moment, practic întreaga tensiune V_D este „susținută“ de către tiristor, care se menține în starea de blocare directă („*OFF*“). Declanșarea procesului de amorsare al tiristorului se efectuează prin trecerea comutatorului $K1$ în poziția *1*. Polarizarea porții $G2$ determină deschiderea *TEC-MOS*, care închide astfel calea de semnal electric între anodul și catodul tiristorului. În starea de conducție directă („*ON*“) a circuitului compus, curentul I_{AK} tranzitează atît prin tiristor, cît și prin *TEC-MOS*. Întreruperea curentului prin tiristor se efectuează prin trecerea comutatorului $K1$ în poziția *2*, adică prin conectarea porții $G2$ la masă. Tranzistorul *MOS* se blochează înaintea tiristorului. Ca urmare, după întreruperea căii de semnal prin *TEC-MOS*, curentul anodic este „*forțat*“ să părăsească structura tiristorului via terminalul său de poartă ($G1$). În acest mod se accelerează tranziția tiristorului din starea „*ON*“ în cea de „*OFF*“. Utilizarea unui *TEC-MOS* de tensiune relativ joasă pentru controlul funcționării tiristoarelor de putere prezintă avantajul unui consum de putere nesemnificativ în circuitul de intrare. Acest principiu, folosit și în controlul funcționării tiristoarelor *GTO* (vezi figura 6.12), constituie în fapt *esența integrării funcționale bipolar-MOS* (vezi § 5.4).

Locul SIT/FCT în familia dispozitivelor semiconductoare cu controlul integral al funcționării de către terminalul de comandă (poartă/bază) este reliefat în § 5.5 (vezi tabelul 5.1). De notat faptul că tiristoarele *SI/FC* și *GTO* sînt singurele dispozitive existente în prezent, capabile de a opera la tensiuni de peste 2 *kV* și nivele de curenți depășind cîteva sute de amperi. *SIT/FCT* posedă inerent viteze de comutație superioare tiristoarelor *GTO*,

deoarece : 1) pentru amorsarea *SIT* este suficientă îndepărtarea tensiunii ($-V_{GK}$) de polarizare a porții ; 2) timpul de tranziție din starea „*ON*" în cea de „*OFF*" este dictat de durata procesului de îndepărtare al purtătorilor minoritari *numai* dintr-o singură bază (*n*), și nu din bazele a două tranzistoare saturate, cuplate într-o buclă regenerativă. Absența reacției pozitive interne, caracteristice structurilor *pnpn*, conferă dispozitivelor *SIT/FCT* o imunitate ridicată la dV/dt static și le permite operarea la temperaturi maxime ale joncțiunii ($T_{vj} = 200°C$) mai ridicate decît tiristoarele *GTO* (125°C). De remarcat faptul că tensiunea maximă de blocare în direct și cîștigul μ al *SIT/FCT* crește odată cu creșterea temperaturii T_{vj} [4] [9].

5.4. TIRISTOARE CU BLOCAREA CONTROLATĂ DE STRUCTURI *MOS* INTEGRATE

5.4.1. Considerații generale

Dezavantajul major al tiristoarelor *GTO* îl constituie puterea considerabilă consumată pe poartă în cursul procesului de blocare, fapt reflectat în relativa complexitate și costul circuitelor de comandă (vezi capitolul 6). Realizarea unor componente electronice active, care să îmbine avantajele tiristoarelor *GTO* cu consumul redus de putere pe poartă, a constituit în cursul ultimului deceniu obiectivul central al cercetărilor pe plan mondial în domeniul dispozitivelor semiconductoare de putere active [3]—[12] [27]—[41].

Depășirea inconvenientelor semnalate ale tiristoarelor *GTO* (și ale tranzistoarelor bipolare) a devenit posibilă prin „*integrarea funcțională BiMOS*" (**Bi**polar/**M**etal-**O**xid-**S**emiconductor), care constituie în prezent **tendința tehnologică dominantă în domeniul componentelor electronice active de putere.** Esența acestei abordări rezidă în fuzionarea într-o singură structură a avantajelor conducției bipolare, caracteristică dispozitivelor omonime, cu proprietatea tranzistoarelor *MOS* (*M*etal -*o*xid-*s*emiconductor) de a prezenta impedanțe de intrare extrem de ridicate, ceea ce se traduce prin puteri practic nule de control pe poartă [27]—[41]. Ideea integrării funcționale *BiMOS* s-a afirmat în domeniul tiristoarelor, scopul urmărit fiind controlul *integral* al funcționării structurii *pnpn* prin intermediul unei porți *izolate* (de tip *MOS*). Primele dispozitive, apărute în anii 1979—1980, denumite „*tiristoare cu poartă MOS*" („*MOS-gated thyristors*"), utilizau o configurație *MOS* integrată în regiunea porții structurii *pnpn* [27] [28]. Dispozitivele de acest tip pot fi amorsate cu un semnal redus de tensiune (~10 V) aplicat pe poarta *MOS*, care însă nu exercită controlul asupra proceselor de conducție în direct și de stingere al acestor tiristoare. În anul 1982 au fost realizate primele dispozitive *pnpn* în care poarta izolată (*MOS*) asigură controlul integral al funcționării (amorsarea, conducția în direct și stingerea). Această nouă clasă de dispozitive, care a căpătat ulterior denumirea de „*tranzistor cu poartă izolată*" = = *TPI* (*IGT* = „*I*nsulated *G*ate *T*ransistor")*, va înlocui treptat tranzistoarele

---

* Denumirea inițială (1982) dată acestui dispozitiv de echipa de cercetători de la General Electric Company a fost de „*redresor cu poartă izolată*" („*Insulated Gate Rectifier*") [31]. Realizat independent de către cercetătorii de la *RCA* (1982), același dispozitiv a fost denumit „*TEC-MOS cu conductivitate modulată*" (**COMFET** = *Conductivity Modulated Field-Effect Transistor*") [32]. Laboratoarele *TOSHIBA* denumesc acest dispozitiv „*TES-MOS în regim bipolar*" („*Bipolar-Mode MOSFET*") [33]—[35]. În literatura de specialitate se întîlnesc și denumirile de „*Bipolar-MOS Transistor*" [36] sau *GEMFET* [4]. Denumirea comercială a dispozitivului este de „*Insulated Gate Transistor*".

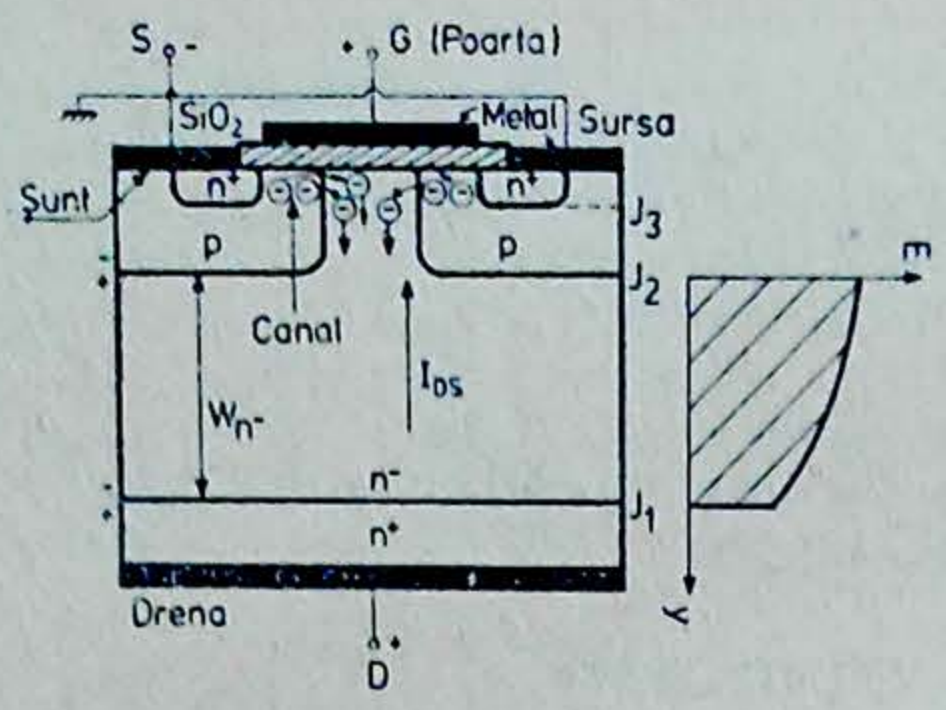


Fig. 5.27. Structura unui tranzistor *D-MOS* de putere, cu indicarea schematică a principiului de funcționare și a distribuției cîmpului electric **E** în starea de blocare în direct a dispozitivului.

bipolare și unipolare în majoritatea aplicațiilor de putere (vezi § 5.5). Dezvoltările ulterioare ale conceptului *BiMOS* aplicat la structuri *pnpn* au condus la realizarea tiristorului *MOS GTO* [38]—[40].

În acest paragraf sînt prezentate principiile de funcționare, caracteristicile de bază și particularitățile dispozitivelor *pnpn*, integrate funcțional cu structuri *MOS*. Toate variantele combinaționale *BiMOS* analizate în continuare derivă din sau utilizează în diferite forme, două tipuri „clasice" de tranzistoare *MOS* de putere [4] — [6] [8]: *D-MOS* (**D***ouble-***d***iffused* **MOS**) și *V-MOS* (**V***ertical channel* **V***-groove* **MOS**). Astfel, tranzistorul cu poartă izolată (§ 5.4.3) derivă direct din structura tranzistorului *D-MOS* (figura 5.27), în timp ce tiristorul cu poartă *MOS* (§ 5.4.2) a fost implementat pentru prima oară în variantă *V-MOS* (figura 5.28). Analiza structurilor *MOS* depășind cadrul prezentei lucrări, în continuare sînt doar rezumate acele principii fundamentale ale *TEC-MOS*, care concură la înțelegerea funcționării dispozitivelor *pnpn* cu poartă izolată. Prezentarea efectuată în continuare se referă la tranzistoare *MOS* de putere cu canal *n* indus.

Tranzistorul *MOS* de putere are o configurație verticală, caracterizată prin aceea că sursa (*S*) și drena (*D*) se află plasate pe fețele opuse ale structurii de siliciu (figurile 5.27 și 5.28). Poarta (*G*) și sursa (*S*) se află locate pe aceeași față a plachetei. Structura *MOS* propriu-zisă este formată din metalizarea porții, stratul de bioxid de siliciu (SiO_2) și zona limitrofă a semiconductorului. Straturile structurii de siliciu sînt: regiunea de drift (n^-), baza *p* și sursa n^+. Între zona de drift (n^-) și contactul metalic al drenei (*D*) se intercalează stratul n^+, puternic dopat cu impurități (denumit „substrat"). Baza *p* este conectată intern la metalizarea sursei (*S*) printr-un șunt realizat

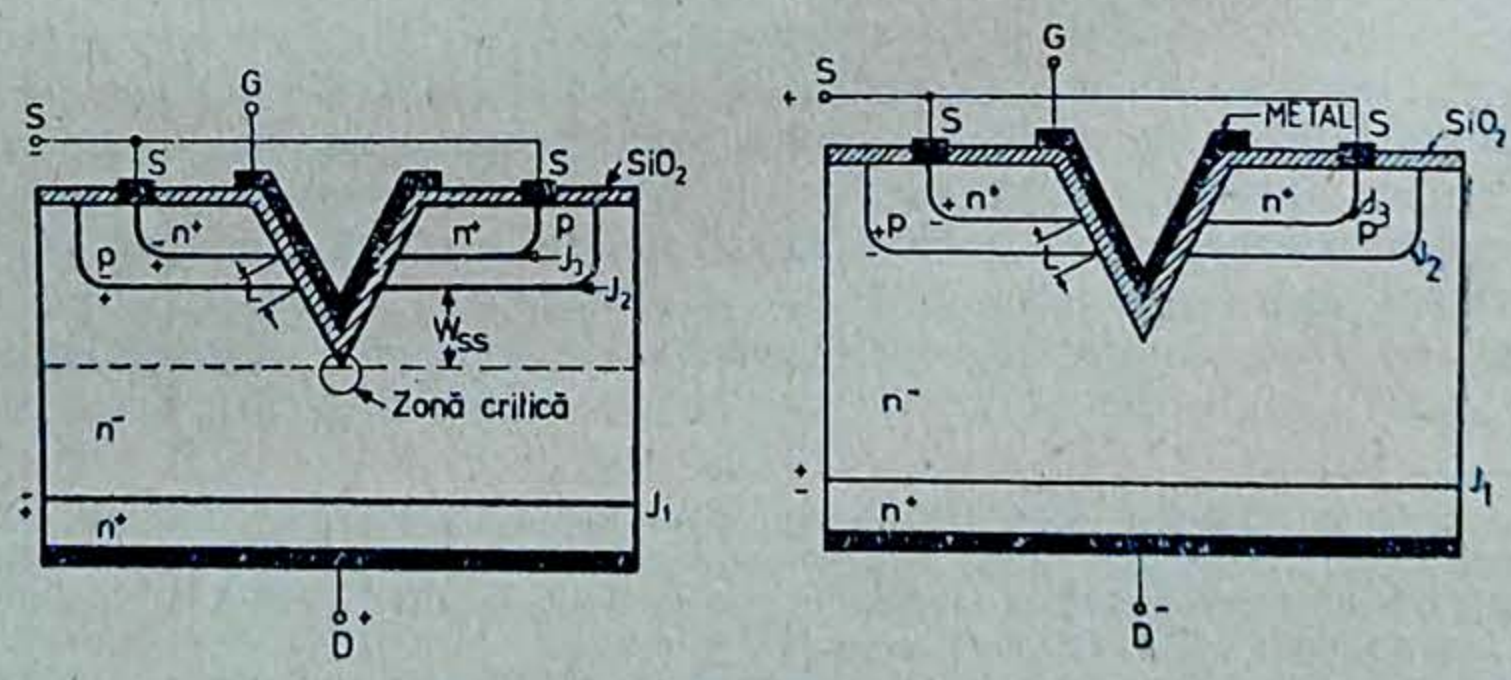


Fig. 5.28. Structura unui tranzistor *V-MOS* de putere, cu indicarea locației canalului *n* de lungime *L* și a repartiției tensiunilor pe joncțiuni la polarizarea în direct (*a*) și în invers (*b*) a dispozitivului.

în stratul n^+ (figura 5.27). Ca urmare, potențialul bazei p este menținut la o valoare fixă, egală cu potențialul sursei (S), care reprezintă întotdeauna potențialul de referință.

Structura *D-MOS* (figura 5.27) este fabricată prin tehnologia planară, iar poarta (G) se realizează din polisiliciu. Diferența dintre difuziile laterale ale bazei p și sursei n^+ definește regiunea canalului de suprafață, situat la interfața dintre stratul p și oxid. Denumirea dispozitivului (*D-MOS*) provine tocmai din faptul că regiunile bazei (p) și ale sursei (n^+) sînt realizate prin două difuzii („*double-diffusion*"). Structura superficială a tranzistorului *V-MOS* (figura 5.28) se realizează prin difuzie de tip p (pentru formarea bazei), urmată de o difuzie n^+ pentru definirea regiunii sursei. Urmează apoi implementarea șanțului în forma literei V („*V-groove*"). Vîrful șanțului se penetrează pînă în regiunea de drift n^-. Electrodul porții (G) este plasat peste stratul de oxid (SiO_2), care acoperă șanțul. Contactul de poartă acoperă parțial regiunea n^+ a sursei. Canalul de lungime L (figura 5.28) se extinde (aproape vertical) de-a lungul pereților șanțului V [4], [6], [8].

În ambele structuri descrise, joncțiunea J_2, formată de baza p cu regiunea de drift n^- ($N_D \simeq 10^{14}$ cm^{-3}), asigură capabilitatea de blocare în direct a *TEC-MOS*. Astfel, în cazul pozitivării drenei D față de sursă S ($V_{DS} > 0$) în absența semnalului de poartă ($V_{GS} = 0$), joncțiunea J_2 se polarizează în invers, asigurînd blocarea tensiunii aplicate (figura 5.27). Întrucît baza p este mai puternic dopată cu impurități decît stratul n^-, zona de sarcină spațială a joncțiunii J_2 se extinde în principal în regiunea de drift n^-. Odată cu creșterea valorii tensiunii drenă-sursă V_{DS}, zona de cîmp electric puternic (zona golită a joncțiunii J_2) se extinde treptat în toată regiunea de drift n^-. Expansiunea zonei de cîmp este limitată abrupt la interfața n^-n^+ (joncțiunea J_1), ca într-o diodă cu pătrundere (vezi § 3.5.3.2). Tensiunea maximă de blocare în direct $V_{DS(max)}$ a *TEC-MOS* de putere, numeric egală cu aria cuprinsă sub curba de distribuție a cîmpului electric E din zona golită (figura 5.27), este determinată de parametrii structurii: baza p^+ — regiunea de drift n^- — substratul n^+. Prezența structurii cu pătrundere $p^+n^-n^+$ permite obținerea tensiunilor de străpungere $V_{DS(max)}$ ridicate, chiar pentru grosimi reduse ale regiunii de drift n^-. Astfel, tranzistoarele *MOS* de putere, realizate în mod curent la tensiuni $V_{DS(max)} = 500$ V, au rezistivitatea și grosimea zonei de drift de $\rho_{n^-} \simeq 50$ ohm·cm ($N_D = 10^{14}$ cm^{-3}), respectiv de $W_{n^-} = 30$ μm [4] [11].

Capabilitatea tranzistoarelor *MOS* de a bloca tensiuni în invers ($V_{DS} < 0$) este practic nulă (figura 5.28), întrucît ambele straturi constitutive ale joncțiunii J_3, polarizate în invers, sînt puternic dopate cu impurități (vezi § 2.2).

În starea de blocare în direct („*OFF*") a *TEC-MOS* (figura 5.27), drena (D) este pozitivată față de sursă (S). Comutarea *TEC-MOS* în starea de conducție directă („*ON*") se efectuează prin aplicarea pe poartă (G) a tensiunii pozitive V_{GS} (față de sursa S), avînd valori superioare *tensiunii de prag* („*threshold voltage*") V_T a structurii *MOS* ($V_T = 2$ V...3 V pentru *TEC-MOS* de putere). Pentru valori tipice ale grosimii oxidului, aflat sub contactul de poartă ($X_{ox} = 1\,000$ Å) și polarizări ale terminalului G de $V_{GS} = 10$ V, intensitatea cîmpului electric în oxid este de $E_{ox} \simeq V_{GS}/X_{ox} = 10^6$ V/cm, adică superioară cîmpului electric critic din siliciu ($E_{cr} \simeq 3 \cdot 10^5$ V/cm), la care se produce străpungerea în avalanșă a joncțiunii pn (!)* Acest cîmp electric intens, avînd direcția normală pe interfața SiO_2 — *siliciu*, determină acumularea purtătorilor minoritari (electroni) din baza p la suprafața de contact a stratului p cu oxidul, ceea ce provoacă modularea conductivității zonei de

* Cîmpul critic la care se străpunge oxidul (SiO_2) este de $E_{cr} = 10^7$ V/cm [8].

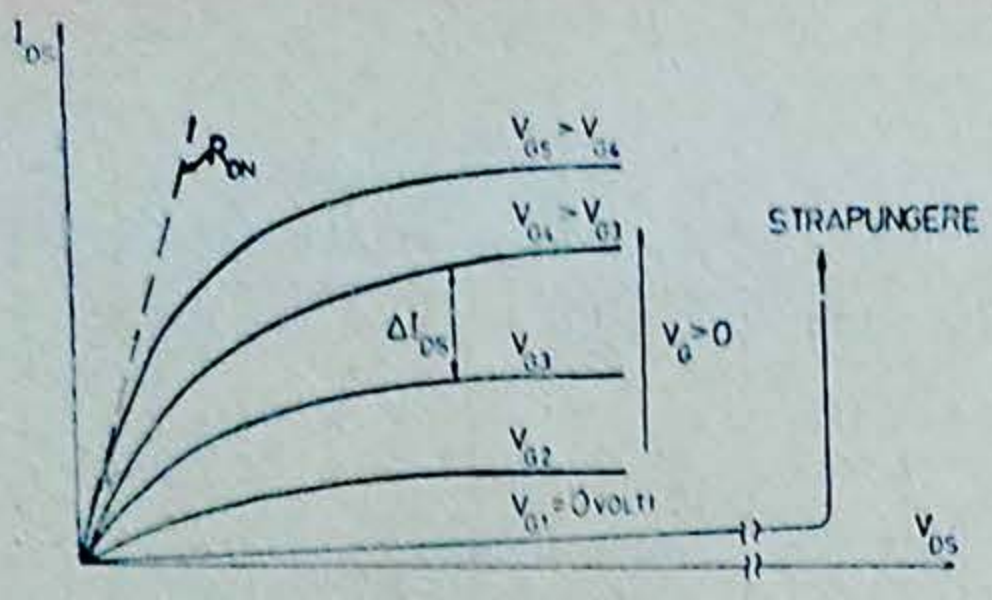


Fig. 5.29. Caracteristicile de ieşire *curent* (I_{DS}) — *tensiune* (V_{DS}) ale unui tranzistor *MOS* de putere cu canal *n* indus.

canal. Pentru tensiuni $V_{GS} \geqslant 2V_T$, concentraţia locală a purtătorilor de sarcină negativă (electroni) la interfaţa baza *p*-oxid depăşeşte nivelul de dopare cu impurităţi acceptoare (N_A) a regiunii *p* la interfaţa menţionată. Electronii atraşi la interfaţa baza *p*-oxid creează astfel un *„strat de inversie"*, adică o regiune cu conductivitatea asigurată de purtătorii (electroni) a căror sarcină este de polaritate opusă celei a purtătorilor majoritari (goluri) din bază. Rezultatul formării stratului de inversie (*„inversion layer"*) la interfaţa baza p-SiO_2 îl constituie crearea canalului conductor al electronilor (cale de semnal electric) între sursa n^+ şi regiunea de drift n^-. Fluxul de electroni din sursa n^+ trece prin canal în zona de drift n^-, fiind colectat de contactul arenei *D* (figura 5.27). Curentul drenă-sursă I_{DS} are sensul de curgere opus celui a fluxului de electroni. Curentul I_{DS} este de natură unipolară : conducţia se efectuează *numai* prin transportul purtătorilor majoritari (electroni într-un *TEC MOS* cu canal *n*). Procesul de conducţie este controlat de tensiunile V_{DS} şi V_{GS} (figura 5.29), precum şi de valorile rezistenţelor prezentate de regiunile semiconductoare tranzitate de curentul I_{DS} (vezi figura 5.31.). La polarizări V_{DS} constante, curentul I_{DS} prin structura *TEC-MOS* creşte odată cu sporirea tensiunii de polarizare V_{GS}, în principal datorită reducerii rezistenţei canalului R_{ch} (vezi figura 5.29 şi relaţia 5.13).

Comutarea *TEC-MOS* din starea de conducţie (*„ON"*) în cea de blocare în direct (*„OFF"*) se efectuează prin reducerea la zero a tensiunii de polarizare a porţii (V_{GS}), adică prin scurtcircuitarea externă a electrodului *G* la contactul sursei *S*. Îndată după îndepărtarea polarizării porţii, electronii din baza *p* nu mai sînt atraşi la interfaţa bazei cu oxidul. Dispariţia canalului (indus iniţial de tensiunea V_{GS}) întrerupe calea de curent dintre sursa n^+ şi regiunea de drift n^- (figura 5.27). În consecinţă, tranziţia din starea *„ON"* în cea de *„OFF"* se produce extrem de rapid : datorită conducţiei de natură unipolară, în *TEC-MOS* sînt eliminate întîrzierile tipice pentru dispozitivele bipolare, determinate de timpul de stocare t_s şi de durata recombinării purtătorilor minoritari. Timpul de blocare t_{off} al *TEC-MOS* este controlat în principal de rata de îndepărtare a sarcinii electrice acumulate pe electrodul de poartă (capacitorul *MOS*), deoarece această sarcină asigură conductivitatea canalului. Timpi de blocare tipici de $t_{off} \leqslant 100$ ns se pot obţine pentru valori relativ reduse ale curenţilor de descărcare (de ordinul mA) a capacităţii de intrare (C_G) a porţii *TEC-MOS* (vezi relaţia 5.10). Valoarea curentului de descărcare a capacitorului *MOS* (C_G) este dictată de sarcina acumulată pe C_G şi de rezistorul extern R_{GS}, conectat între poartă (*G*) şi sursă (*S*). Constanta de timp [$\tau = C_G \cdot R_{GS}$] determină durata descărcării capacitorului C_G, deci timpul de blocare t_{off}.

---

* Datorită rezistenţei mari de intrare ($R_i = 10^{10} \ldots 10^{15}\ \Omega$), tranzistoarele *MOS* sînt dispozitive comandate în tensiune. Astfel, pentru tensiuni $V_{GS} = 10$ V şi $R_i = 10^{10}\ \Omega$, o estimare de prim ordin indică curenţi de intrare de ~1 nA, ceea ce echivalează cu o putere consumată de poartă de ~1 nW (!).

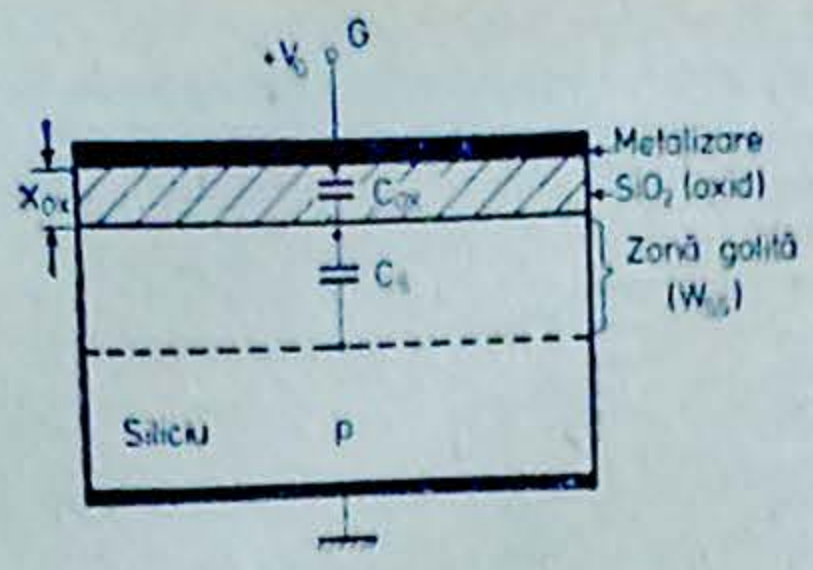


Fig. 5.30. Structură *MOS* cu indicarea capacităților din oxid (C_{ox}) și semiconductor (C_s).

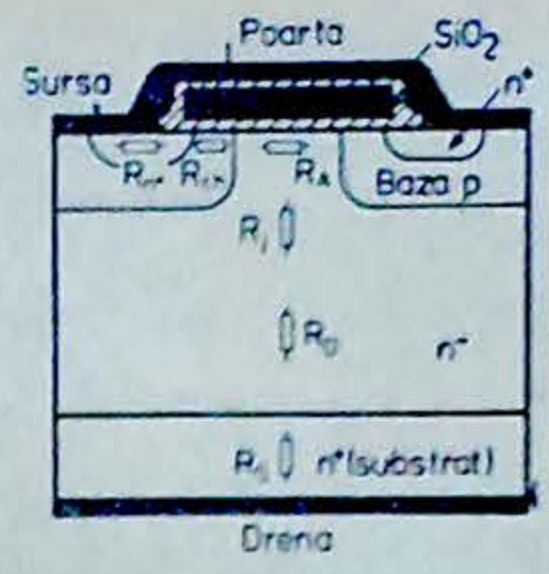


Fig. 5.31. Secțiune printr-un tranzistor *D-MOS* de putere, cu indicarea rezistențelor interne din calea de curent în conducție directă.

Puterea de comandă pe poartă se estimează prin densitatea de sarcină electrică Q_G, necesară încărcării capacitorului *MOS*, în vederea asigurării conducției curentului în direct I_{DS}. Capacitorul porții *MOS* (figura 5.30) este rezultanta înserierii capacității oxidului (C_{ox}) cu cea a semiconductorului (C_s) [4] [8] :

$$1/C_G = (1/C_{ox}) + (1/C_s) \tag{5.10}$$

Valoarea capacității specifice a oxidului este determinată de grosimea (X_{ox}) și de permitivitatea dielectrică ($\varepsilon_{ox} = 3{,}9$) a stratului SiO_2 (figura 5.30) :

$$C_{ox} = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{ox}}{X_{ox}} \tag{5.11.}$$

Valoarea capacității semiconductorului C_s (figura 5.30) este determinată de lățimea zonei golite (W_{ds}) la interfața siliciu-oxid ($C_s \sim 1/W_{ds}$). Pentru structuri *MOS* utilizînd ca semiconductor siliciul de tip *p* (cazul dispozitivelor cu baza *p* din figurile 5.27 și 5.28), creșterea valorii tensiunii pozitive ($+V_G$) aplicate pe terminalul de poartă *G* determină extinderea zonei golite, ceea ce atrage după sine reducerea magnitudinii capacitorului C_s. Odată cu formarea canalului de inversiune la valori prestabilite ale tensiunii ($+V_G$), lățimea zonei golite (W_{ds}) atinge un maximum, căruia îi corespunde un minim al capacității C_s [4] [8].

Sarcina specifică Q_G (pe unitatea de arie a capacitorului porții *MOS*), necesară a fi acumulată pentru funcționarea tranzistoarelor *MOS* în starea „*ON*", este de ordinul $10^{-6} \ldots 10^{-7}$ A·s/cm² ($Q_G \simeq V_{GS} \cdot C_G$), adică extrem de redusă în raport cu nivelele puterii de control utilizate în dispozitivele bipolare [10] [11].

Rezistența prezentată de un *TEC-MOS* de putere în starea de conducție directă (R_{ON}) are următoarele componente (figura 5.31) :

$$R_{ON} = R_{n+} + R_{ch} + R_A + R_J + R_D + R_S \tag{5.12}$$

unde R_{n+} este contribuția stratului n^+ al sursei, R_{ch} este rezistența canalului, R_A este rezistența stratului de acumulare, R_J este contribuția regiunii de drift n^-, situată între două baze *p* adiacente, R_D este rezistența zonei de drift n^-, R_S este rezistența substratului n^+. Componentele suplimentare ale rezistenței R_{ON} provin, de regulă, din contactările imperfecte rezultate în procesul încapsulării structurilor [4] [6].

Pentru dispozitive *TEC-MOS* de putere, operate la tensiuni V_{DS} de valori reduse, rezistența R_{ON} este determinată în principal [4] de suma rezistențelor de canal R_{ch} și a zonei de drift R_D ($R_{ON} \simeq R_{ch} + R_D$), exprimate de relațiile :

$$R_{ch} = \frac{L}{Z \cdot \mu_{ns} \cdot C_{ox} \cdot (V_G - V_T)} \tag{5.13.}$$

$$R_D \simeq \rho_{n-} \cdot (W_{n-}/A) \tag{5.14}$$

unde : L este lungimea canalului (vezi figura 5.28), Z este lățimea canalului, μ_{ns} este mobilitatea electronilor la interfața siliciu-oxid, C_{ox} se exprimă de relația (5.11), V_G este tensiunea aplicată pe poartă, V_T este tensiunea de prag (2V...3 V pentru *TEC-MOS* de putere), ρ_{n-} și W_{n-} sînt rezistivitatea, respectiv grosimea zonei de drift n^- (vezi figura 5.27), A este secțiunea regiunii de conducție a curentului în stratul n^-.

Din relația (5.13) rezultă că rezistența canalului R_{ch} scade odată cu creșterea tensiunii pozitive aplicate pe poartă ($+V_G$). La depășirea unui anumit nivel al tensiunii ($+V_G$), valoarea rezistenței canalului R_{ch} scade sub cea a rezistenței zonei de drift R_D ($R_{ch} < R_D$). Ca urmare, rezistența *TEC-MOS* în conducție directă ($R_{ON} \simeq R_{ch} + R_D$) devine cvasi-independentă de polarizarea porții ($+V_G$), fiind astfel determinată practic exclusiv de rezistența zonei n^- (R_D), adică de rezistivitatea acesteia ρ_{n-} :

$$R_{ON} \simeq R_D \sim \rho_{n-} \tag{5.15}$$

Rezistența în conducție R_{ON} a tranzistoarelor *MOS* se definește ca fiind panta caracteristicilor de ieșire în regiunea lor liniară, adică la valori reduse ale tensiunii de drenă V_{DS} (vezi figura 5.29). Odată cu creșterea tensiunii V_{DS} se produce *saturarea* curentului I_{DS}. Sporirea tensiunii V_{DS} în condițiile constanței curentului I_{DS} se traduce prin creșterea valorii *efective* a rezistenței în conducție R_{ON} [4] [8].

Parametrul R_{ON} determină magnitudinea puterii disipate pe un *TEC-MOS* în starea *ON* ($\simeq I_{DS}^2 \cdot R_{ON}$), deci capabilitatea în curent a dispozitivului. Întrucît rezistența R_{ON}, cît și tensiunea maximă de blocare $V_{DS(max)}$, cresc odată cu mărirea rezistivității regiunii de drift (ρ_{n-}), tranzistoarele *MOS* prezintă o incompatibilitate la nivel fundamental între cerința minimizării căderii de tensiune în direct ($\simeq I_{DS} \cdot R_{ON}$) și cea a maximizării capabilității de blocare în tensiune. Încercările de sporire a tensiunii maxime de blocare $V_{DS(max)}$ — prin creșterea rezistivității stratului n^- (vezi § 2.3) — conduc inerent la amplificarea parametrului R_{ON}. Cele două mărimi sînt corelate prin relația [2] [4] [11] :

$$R_{ON} \sim (V_{DS(max)})^{2,6} \tag{5.16}$$

Relațiile (5.15) și (5.16) exprimă limitările inerente naturii unipolare a tranzistoarelor *MOS* de putere. Depășirea acestor limitări a devenit posibilă prin apariția dispozitivelor *MOS* funcționînd în regim bipolar, denumite *„tranzistoare cu poartă izolată“* (vezi § 5.4.3). Modul bipolar de lucru al *TEC-MOS* permite modularea (micșorarea) tocmai a rezistenței regiunii de drift n^- (R_D) în starea *„ON“*.

În încheiere, se impun cîteva observații la nivel fundamental, valabile și pentru dispozitivele *BiMOS*, care vor fi prezentate în continuare :

1) Tensiunea de prag V_T a structurilor *MOS* este invers proporțională cu valoarea capacității oxidului C_{ox} ($V_T \simeq Q_T/C_G$, unde Q_T este sarcina elec-

trică a capacitorului porții *MOS*, asociată tensiunii de prag, C_G se exprimă prin relația 5.10). Întrucît capacitatea C_{ox} este invers proporțională cu grosimea oxidului X_{ox} (vezi relația 5.11), rezultă că tensiunea de prag V_T crește practic liniar cu X_{ox} [4] [8].

2) Tensiunea de prag V_T a tranzistoarelor *NMOS* crește proporțional cu $\sqrt{N_A}$, unde N_A este nivelul de dopare cu impurități acceptoare a bazei p la interfața cu oxidul (vezi figura 5.27). Motivul creșterii tensiunii de prag V_T cu dopajul bazei p devine transparent prin transcrierea condiției de echilibru (1.36) sub forma :

$$p_{p0} \cdot n_{p0} = N_A \cdot n_{p0} = n_i^2 = constant \quad (5.17.)$$

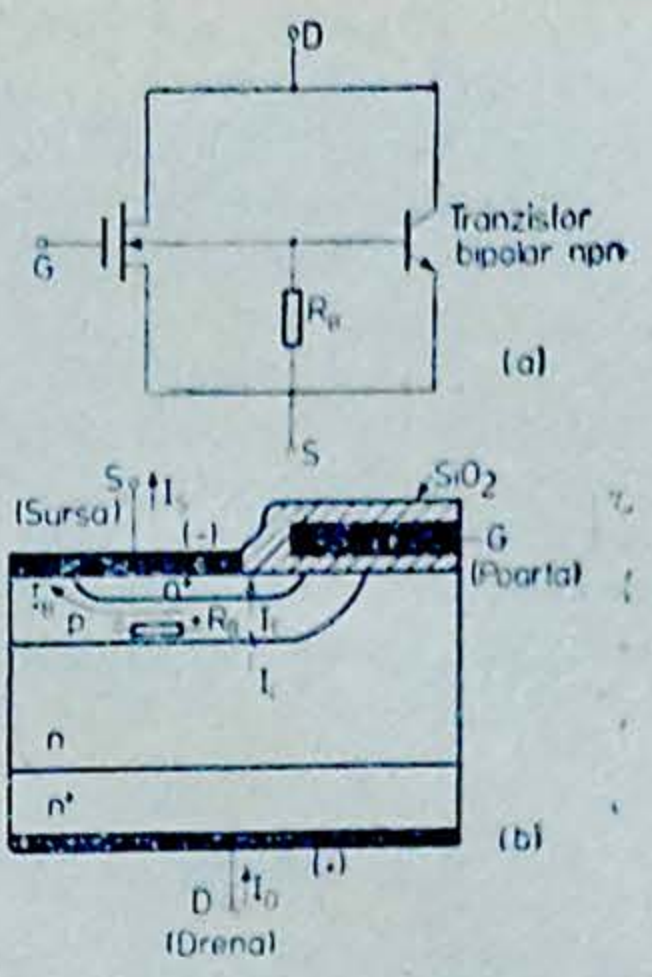


Fig. 5.32. Circuitul echivalent simplificat (*a*) al unui tranzistor *D-MOS* de putere (*b*).

Din (5.17) este evident faptul că creșterea nivelului de dopare al bazei p (N_A) determină inerent reducerea concentrației purtătorilor minoritari (n_{p0}) disponibili în acest strat pentru crearea canalului de inversiune la interfața cu oxidul. În consecință, crearea stratului de inversiune cu o cantitate „diminuată" de electroni necesită creșterea excitației externe, furnizate terminalului G.

3) Tensiunea maximă de blocare a *TEC-MOS* este obtenabilă practic numai în cazul în care terminalul de poartă (G) este conectat la contactul sursei S (adică la masă). Dacă poarta G este flotantă (lăsată în gol), potențialul ei crește la valori suficient de ridicate pentru a modula conductivitatea regiunii de canal, producînd astfel un curent parazit prin structură la tensiuni V_{DS} cu mult inferioare tensiunii maxime $V_{DS(max)}$.

4) Un tranzistor *NMOS* de putere conține o structură verticală $n^+pn^-n^+$ parazită (figura 5.32). Acest tranzistor bipolar trebuie menținut inactiv în toate regimurile de lucru ale *TEC-MOS*. În acest scop, baza p este șuntată la metalizarea emitorului n^+ (sursa), iar rezistența laterală a bazei p (R_B) se proiectează la valori reduse [4] [6] [8].

5) Tranzistoarele *MOS* sînt susceptibile de a fi distruse prin *„străpungere secundară"* (*„second breakdown"*). Esența acestui fenomen constă în reducerea bruscă a capabilității de blocare în tensiune la creșterea curentului I_{DS}. Originea „străpungerii secundare" rezidă în existența tranzistorului bipolar parazit $n^+pn^-n^+$ în structura *TEC-MOS* (figura 5.32). Inițierea străpungerii secundare se datorează curgerii curentului I_{DS} nu numai prin canalul de inversie, ci și *direct* prin baza p, în condițiile în care tensiunea V_{DS} este apropiată ca valoare de pragul $V_{DS(max)}$. Declanșarea străpungerii secundare este efectuată de curentul I_C injectat din stratul n^- *direct* în baza p (figura 5.32, *b*). O fracțiune a curentului I_C se transformă în curentul lateral I_B al bazei p. Căderea de tensiune indusă de curentul I_B pe rezistența laterală a bazei (R_B) tinde să polarizeze în direct joncțiunea n^+—p, în regiunea bazei p cea mai depărtată de contactul metalic al sursei S. Dacă valoarea căderii de tensiune $\sim I_B R_B$ atinge pragul de deschidere al unei diode pn ($\sim 0{,}5$ V), declanșarea injecției de electroni din stratul n^+ în baza p activează tranzistorul bipolar

parazit $n^+pn^-n^+$, care intră în conducție. Creșterea rapidă a curentului prin structură, asociată acestui fenomen, determină deteriorarea ireversibilă a *TEC-MOS* [4] [6] [8] [10].

6) Tranzistoarele *MOS* de putere se realizează în prezent exclusiv în varianta *D-MOS*. Unul dintre motive îl constituie tensiunea de străpungere $V_{DS(max)}$ mai mare a structurilor *D-MOS* în comparație cu cele *V-MOS*, avînd grosimi și nivele de dopare cu impurități identice ale zonelor n^-. Explicația tensiunii maxime de blocare mai reduse a *V-MOS* rezidă în formarea unei regiuni de cîmp electric intens în vîrful șanțului *V* la polarizarea în direct a structurii (vezi figura 5.28). Al doilea motiv constă în contaminarea ionică mai accentuată a oxidului porții *V-MOS* (în cursul unui proces tehnologic mai complex,) ceea ce compromite randamentele de producție și se reflectă în instabilitatea tensiunii de prag V_T [2] [4] [6] [8].

5.4.2. Tiristoare cu poartă *MOS*

Structura tiristorului cu poartă *MOS* („*MOS-gated thyristor*"), identică cu primele dispozitive de acest tip realizate în 1979 [27], este prezentată în figura 5.33. Dispozitivul poate fi considerat ca derivînd direct din tranzistorul *V-MOS* (vezi figura 5.28), în care substratul n^+, aferent drenei *D*, a fost înlocuit cu stratul p^+ de anod. Aceeași structură poate fi privită ca un dispozitiv *pnpn* cu contacte de anod (**A**) și de catod (**K**), în care funcționarea tranzistorului *npn* al configurației este controlată de o poartă *MOS*. Prezența stratului p^+ de anod conferă dispozitivului din figura 5.33 următoarele avantaje incontestabile în raport cu tranzistoarele *MOS*: 1) capabilitatea de a bloca tensiuni în invers (care este o proprietate inerentă structurilor *pnpn*); 2) căderea de tensiune în direct de valoare redusă, datorată naturii bipolare a curentului.

Inițierea amorsării tiristoarelor cu poartă *MOS* este controlată de dinamica purtătorilor majoritari (electroni) din canalul structurii *NMOS* (figura 5.33). Procesul conducției în direct („*ON*") este identic cu cel dintr-un tiristor convențional. Principiul de funcționare al dispozitivului din figura 5.33 este următorul [4] [27]:

La polarizarea în direct a structurii (+ pe anod, — pe catod), joncțiunea J_2 blochează tensiunea aplicată (figura 5.33). Marginile zonei de sarcină spațială, paralele cu planul joncțiunii J_2, se extind atît în baza *p*, cît și mai ales în regiunea de drift (n^-), slab dopată. Extinderea zonei golite (W_{ss}) se aproximează prin relația (2.3). În urma aplicării unei tensiuni pozitive pe poartă (față de catod), în structura dispozitivului se produc următoarele fenomene (figura 5.34): a) interfața bazei *p* cu oxidul este sărăcită de purtătorii majoritari (goluri), ceea ce conduce la curbarea marginilor zonei de sarcină spațială din regiunea menționată de-a lungul suprafeței șanțului *V*; b) la interfața

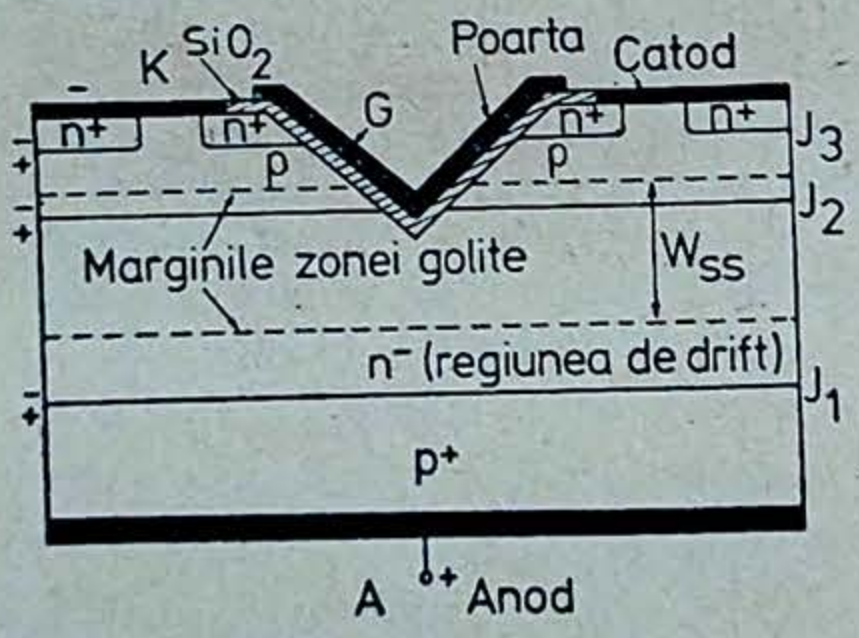


Fig. 5.33. Structura tiristorului cu poartă *V-MOS*.

zonei neutre a bazei p cu oxidul se produce o acumulare de electroni, care tind la formarea unui strat de inversiune într-un mod similar cu cel descris pentru un tranzistor *NMOS* (figura 5.27). Extinderea zonei golite din baza p de-a lungul șanțului V micșorează local grosimea efectivă a bazei p (W_p). Diminuarea lungimii canalului are drept rezultat creșterea locală a factorului de transport în baza tranzistorului npn component al structurii ($\alpha_{T(npn)} = 1/\cosh(W_p/L_n)$, deci a factorului de cîștig în curent α_{npn} la interfața bazei p cu oxidul. La o valoare a tensiunii pozitive aplicate pe poartă, superioară tensiunii de prag V_T a structurii *MOS*, electronii acumulați în regiunea canalului vertical de lungime diminuată creează o cale de curent între emitorul n^+ și regiunea de drift (baza) n^-. Inițierea amorsării dispozitivului se produce prin injecția de electroni din emitorul de catod (n^+) în canal. Cîmpul electric intens, existent în zona de sarcină spațială a joncțiunii J_2*, asigură transferul practic instantaneu al acestor purtători în regiunea neutră a stratului n^-. Electronii transportați la joncțiunea J_1, polarizată în direct, determină o injecție puternică de goluri din stratul de anod p^+ în regiunea de drift n^-. În continuare, dispozitivul se amorsează ca un tiristor convențional (vezi § 2.5). Curentul în direct (starea „*ON*") urmează traseul tipic pentru un tiristor convențional : de la anod — prin stratul de drift n^- și baza p — la emitorul de catod n^+. După intrarea dispozitivului în conducție directă, poarta G pierde controlul asupra funcționării tiristorului, fenomen care poartă denumirea de „*latch-up*" („*agățare*"). Blocarea dispozitivului se efectuează prin inversarea polarității tensiunii dintre anod și catod (vezi § 1.3).

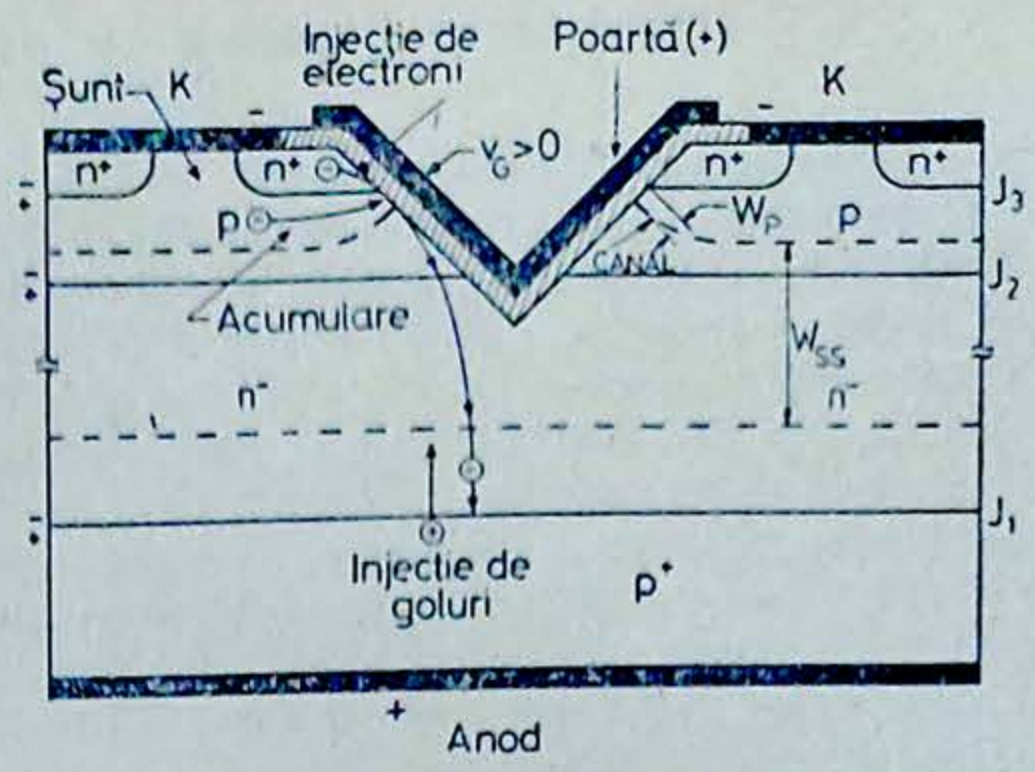


Fig. 5.34. Ilustrarea schematică a proceselor la amorsarea tiristorului cu poartă *MOS*.

Amorsarea tiristorului cu poartă *MOS* este controlată exclusiv de procesele care au loc în zonele emitorului de catod (n^+) și ale bazei p, adiacente peretelui șanțului V (figura 5.34). Aceste procese sînt determinate integral de parametrii structurii *MOS*, fiind practic independente de configurația șunturilor de catod. Ca urmare, în tiristoarele cu poartă *MOS* se realizează decuplarea sensibilității la amorsarea pe poartă de capabilitatea în dV/dt. Utilizarea unor rețele mai dense a șunturilor de catod în aceste tiristoare, care se răsfrînge pozitiv asupra capabilității de blocare în tensiune la temperaturi ridicate (vezi § 2.2 și § 2.3), nu afectează în mod advers sensibilitatea la amorsare. În prezent, sînt fabricate tiristoare cu poartă *MOS* de ~ 600 V avînd capabilități în dV/dt de peste 1 kV/μs și timpi de amorsare sub 200 nanosecunde [4].

Meritul principal al tiristoarelor cu poartă *MOS* este însă acela de a fi deschis cale spre realizarea structurilor *pnpn* în cadrul cărora poarta izolată (*MOS*) controlează atît procesul de amorsare, cît și cel de blocare.

• Vezi pagina 87.

5.4.3. Tranzistoare bipolare cu poartă izolată

Tranzistorul bipolar cu poartă izolată (*Insulated Gate Transistor*) [2]—[4], [6], cunoscut și sub denumirea de **„TEC-MOS cu conductivitatea modulată"**, **(COMFET — „*Conductivity Modulated Field-Effect Transistor*")** [32], **„TEC-MOS în regim bipolar"** (**„*Bipolar-Mode MOS FET*"**) [33], [35] și **„MOS-Bipolar Transistor"** [36] este un dispozitiv cu structura *pnpn* și trei terminale, în care poarta *MOS* asigură un control riguros asupra proceselor de amorsare, blocare și de conducție în direct. Dispozitivul îmbină avantajele principale ale structurilor bipolare (cădere de tensiune redusă în starea de conducție directă) și a celor *MOS* (impedanță mare de intrare). *Tranzistorul cu poartă izolată* (*TPI* sau *IGT*) are parametrii electrici superiori celor ai tranzistoarelor bipolare sau *MOS* din aceeași clasă. Datorită proprietăților lor remarcabile, dispozitivele *TPI/IGT* vor înlocui în următorii ani tranzistoarele bipolare și *MOS* într-o gamă largă de aplicații (vezi § 5.5).

Configurația de bază a unui dispozitiv *IGT* în variantă *D-MOS* (figura 5.35) este constituită dintr-o structură verticală *pnpn*, care asigură capabilitatea ridicată de blocare a tensiunii în direct/invers* și poarta (*G*) de tip *MOS*, destinată să controleze *integral* funcționarea tranzistorului. Terminalul atașat stratului p^+ poartă denumirea de *„colector"*, iar electrodul conectat la stratul n^+ se numește *„emitor"***. În fiecare celulă elementară p^+npn^+, emitorul n^+ posedă un șunt central, prin intermediul căruia baza *p* este conectată *direct* la metalizarea de emitor. Șuntarea bazei *p* are efect principal micșorarea factorului de cîștig în curent α_{npn} (vezi § 1.5.3.2). Metalizările de emitor ale fiecărei celule elementare p^+npn^+ sînt conectate între ele. Interconexiuni similare există între toate segmentele de poartă (*G*) atașate fiecărei celule elementare *pnpn****. Poarta *G* este *„izolată"* de semiconductor prin intermediul unui strat de oxid (SiO_2). Structura *MOS* este astfel formată din metalizarea porții, stratul de oxid și planul superior al dispozitivului, situat la interfața cu dielectricul. Poziționarea porții este identică cu cea dintr-un

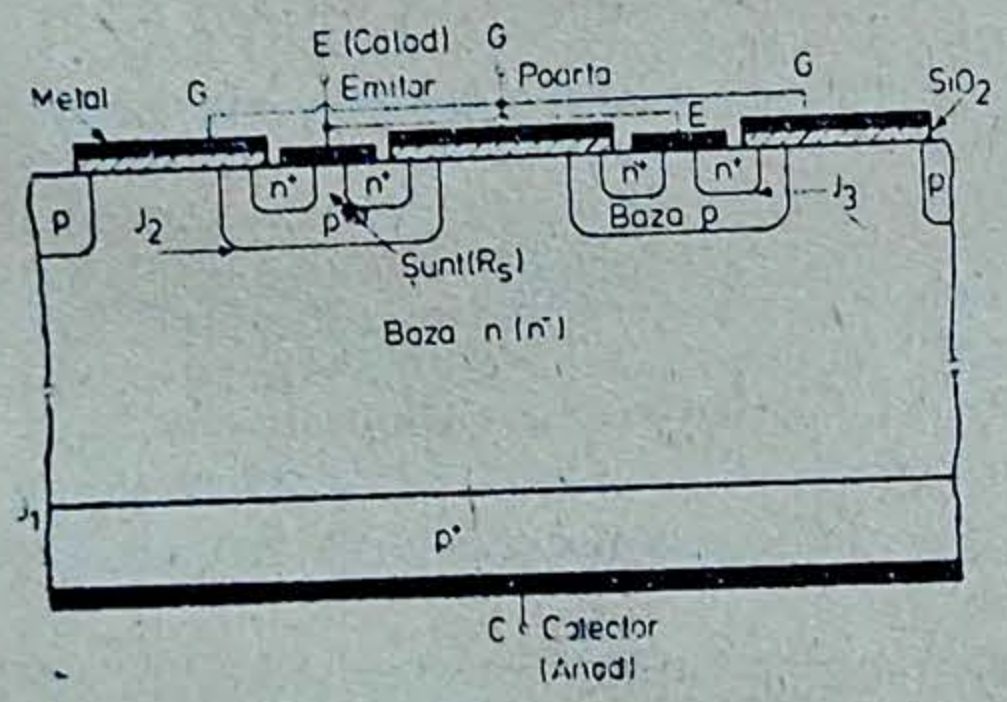


Fig. 5.35. Structura tranzistorului cu poartă izolată (*TPI/IGT*) în varianta *D-MOS*.

---

* Nivelul tipic de dopare cu impurități a bazei *n* este $N_D \simeq 10^{14}$ cm^{-3}.

** În unele lucrări s-au păstrat denumirile de *„anod"*, respectiv de *„catod"* [36].

*** Un singur *IGT* este constituit din zeci de mii de celule elementare (mini-tranzistoare), care funcționează în paralel.

tranzistor *DMOS* (figura 5.27). Schema echivalentă simplificată a *IGT* (figura 5.36.) cuprinde două tranzistoare bipolare complementare (care modelează structura *pnpn*) și un *TEC-MOS*, care controlează funcționarea dispozitivului. Tranzistorul *MOS* este conectat în paralel cu tranzistorul bipolar *npn* component al structurii *pnpn*. Terminalele de bază și emitor ale tranzistorului *npn* sînt interconectate prin intermediul rezistenței șuntului R_s dintre baza *p* și metalizarea de emitor (figura 5.35). Simbolul unui *TPI/IGT* este prezentat în figura 5.41.

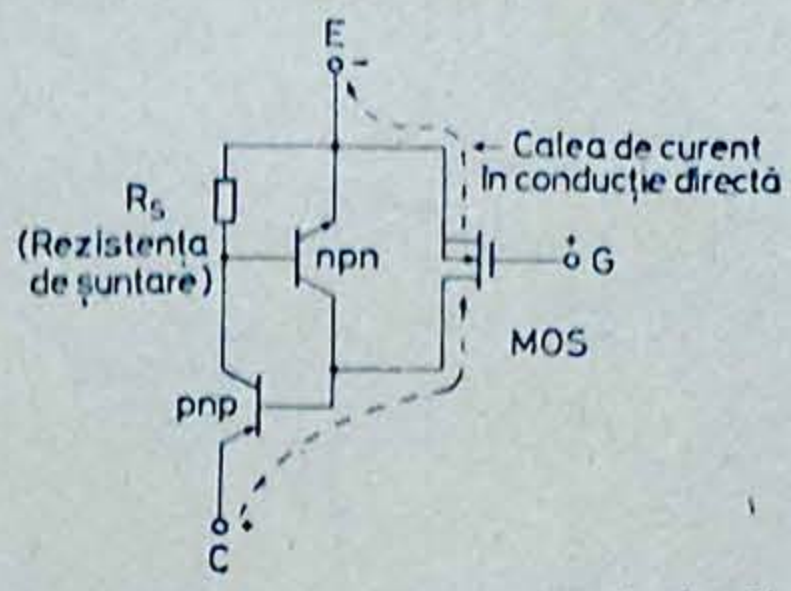


Fig. 5.36. Schema echivalentă simplificată a tranzistorului cu poartă izolată (*TPI/IGT*), cu indicarea căii principale a curentului în conducție directă.

Dispozitivul *IGT* apare la prima vedere ca fiind identic cu structura în varianta *DMOS* a tiristorului cu poartă *V-MOS* (figura 5.33). Noutatea conceptuală a *IGT* rezidă în utilizarea canalului de inversiune, care se formează la interfața bazei *p* cu oxidul în urma aplicării unei tensiuni pozitive pe poartă, ca o cale *principală* de conducție a curentului în direct (figura 5.36). Implementarea acestui concept a reclamat suprimarea acțiunii regenerative a celor două tranzistoare bipolare (figura 5.36) și, în primul rînd, inactivarea tranzistorului *npn* component al structurii *pnpn*. Asigurarea, printr-o proiectare tehnologică adecvată, a traseului curentului principal în conducție directă prin tranzistorul *MOS* (și nu prin tranzistorul bipolar *npn*) înzestrează dispozitivele *IGT* cu caracteristici de ieșire în întregime controlate de poartă (ca în cazul tranzistoarelor bipolare), precum și cu capabilitatea stingerii forțate pe poartă [2]—[4], [6], [31]—[35].

Principiile fundamentale de funcționare ale dispozitivului *IGT* sînt următoarele :

Cînd terminalul de colector (*C*) este negativat în raport cu emitorul *E* ($V_{CE} < 0$), joncțiunea J_2 este polarizată în direct, în timp ce joncțiunile J_1 și J_3 sînt polarizate în invers (figura 5.37). În acest caz, dispozitivul se află în starea de blocare în invers (vezi § 2.2). Tensiunea de străpungere a joncțiunii J_3 fiind extrem de redusă, tensiunea aplicată este blocată de joncțiunea J_1. Extinderea zonei golite (W_{ss}) a joncțiunii J_1 se aproximează prin relația (2.3).

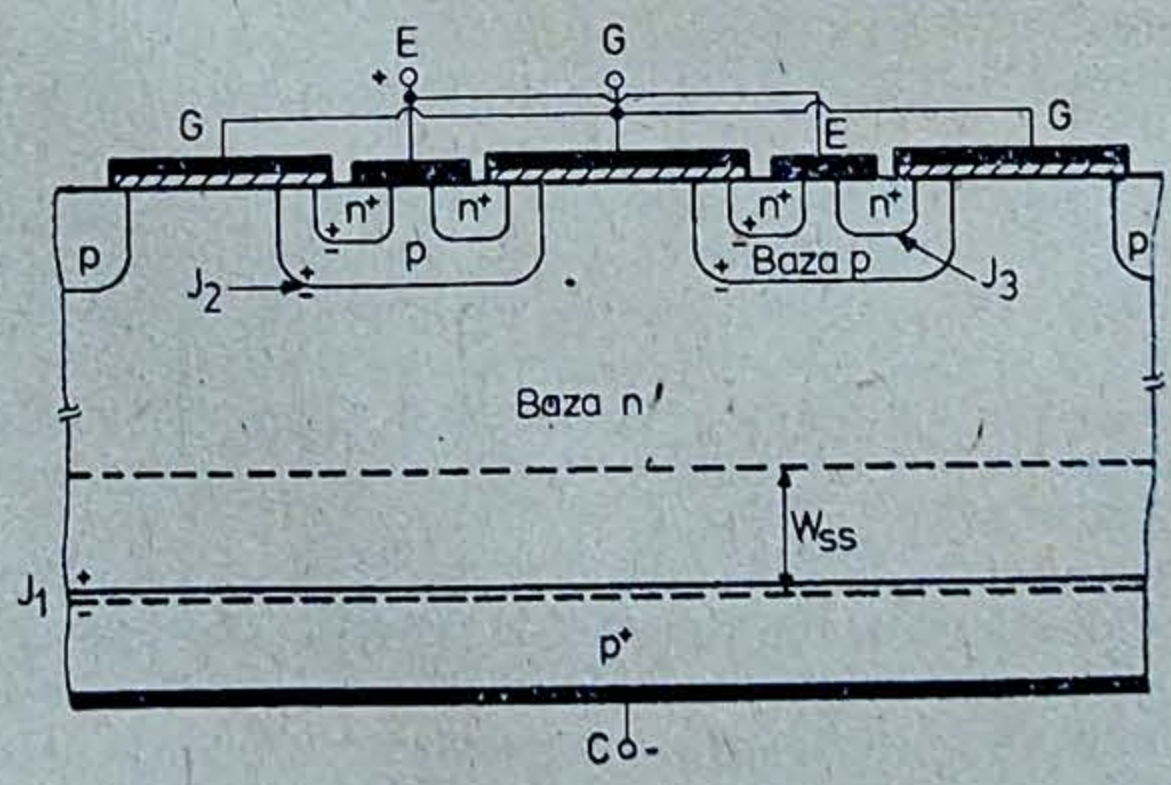


Fig. 5.37. Structura unui dispozitiv *TPI/IGT* la polarizarea în invers, cu indicarea repartiției tensiunilor pe joncțiuni.

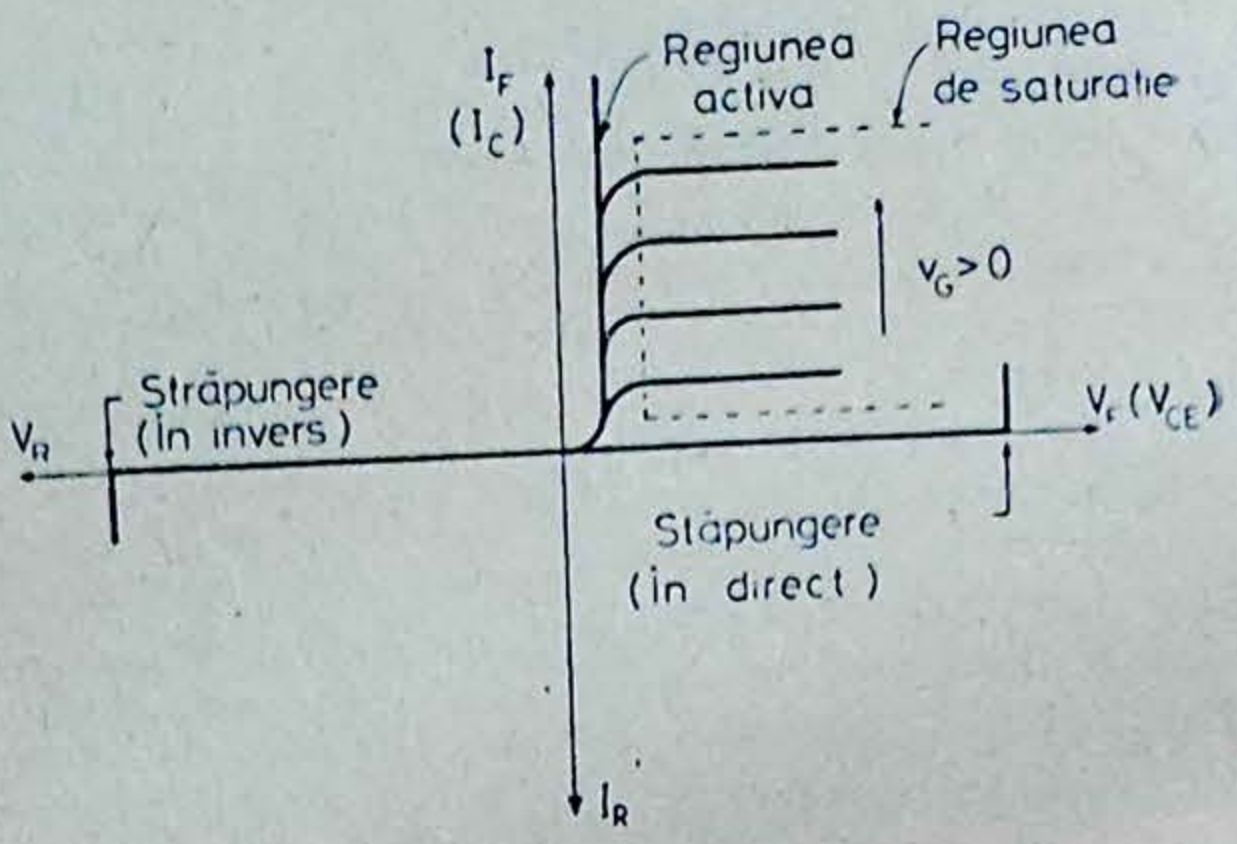


Fig. 5.38. Caracteristica statică de ieşire *curent-tensiune* a unui tranzistor cu poartă izolată (*IGT*).

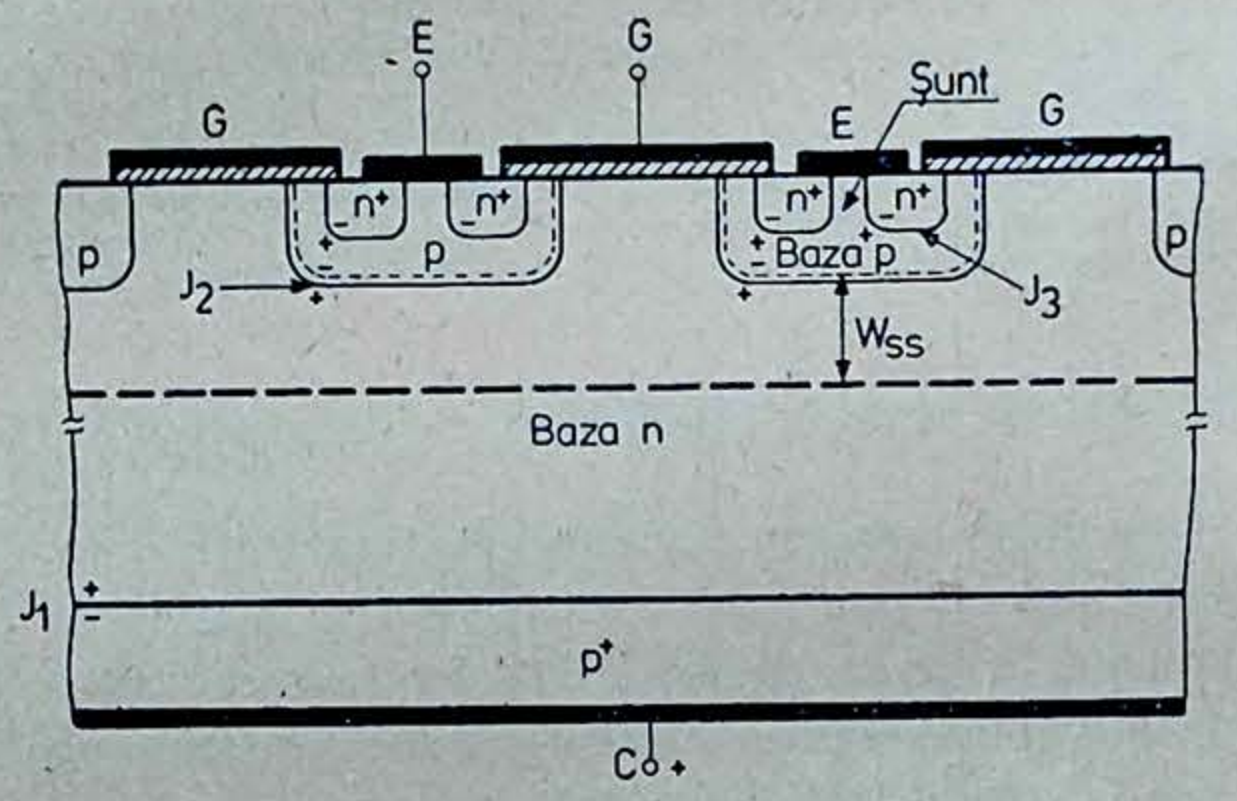


Fig. 5.39. Structura unui dispozitiv *TPI/IGT* la polarizarea în direct, cu indicarea repartiţiei tensiunilor pe joncţiuni.

Curentul rezidual între terminalele C şi E are o valoare redusă. Acestui regim îi corespunde ramura din cadranul *III* a caracteristicii curent-tensiune a *IGT* (figura 5.38).

Pozitivarea colectorului în raport cu emitorul ($V_{CE} > 0$) atrage după sine polarizarea în direct a joncţiunilor J_1 şi J_3, în timp ce joncţiunea J_2, polarizată invers, blochează tensiunea aplicată (figura 5.39). Extinderea zonei golite a joncţiunii J_2 (W_{ss}) este aproximată de relaţia (2.3). Curentul rezidual între terminalele C şi E este extrem de redus (vezi § 2.3). Dispozitivul se află în acest caz în starea de blocare directă, căreia îi corespunde caracteristica **I—V** din cadranul *I* pentru $v_G = 0$ (figura 5.38).

Iniţierea procesului de amorsare al *TPI/IGT* este similară celei descrise în conjuncţie cu structurile din figurile 5.27 şi 5.34, efectuîndu-se prin pozitivarea electrodului G faţă de emitor E (figurile 5.40 şi 5.41). Aplicarea pe poartă (G) a tensiunii V_G, superioară pragului V_T al structurii *MOS* ($V_G > V_T$) determină acumularea electronilor la interfaţa bazei p cu oxidul. Calea de curent, rezultată ca urmare a formării canalului de inversiune la interfaţa

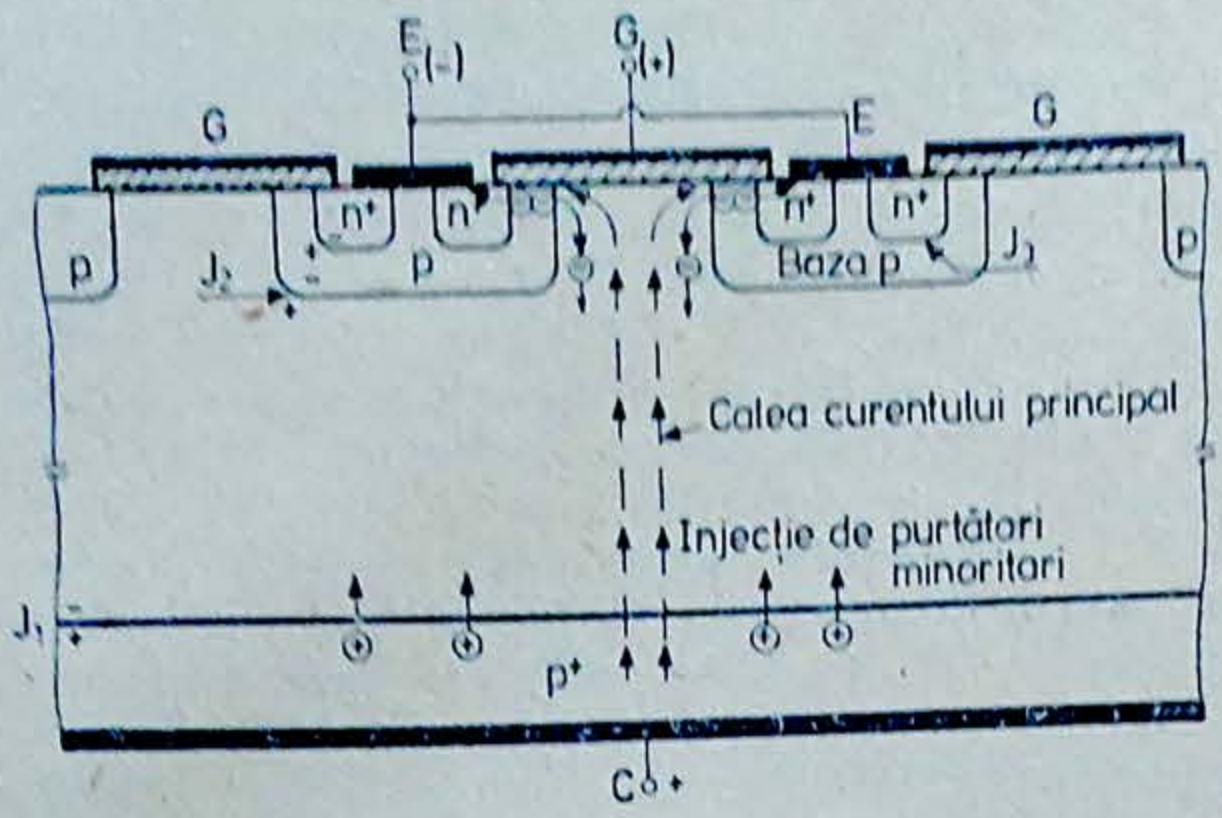


Fig. 5.40. Ilustrarea fenomenelor principale la amorsarea pe poartă a unui dispozitiv *TPI/IGT*.

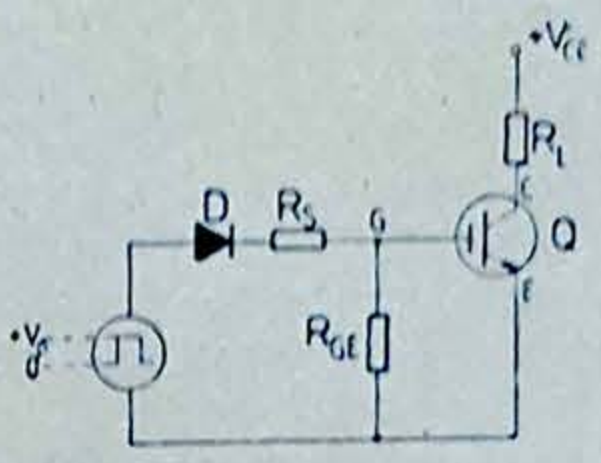


Fig. 5.41. Ilustrarea principiului comenzii pe poartă a tranzistorului cu poartă izolată (*IGT*).

baza *p*-oxid, permite injecția electronilor din emitorul n^+ în baza *n*. Continuitatea curentului prin structura *TPI/IGT* se stabilește în urma transportului acestor electroni prin baza *n* înspre colectorul pozitivat și injecția de goluri din substratul p^+ în stratul *n* (figura 5.40). Astfel, curentul bazei *n* este format din purtătorii majoritari (electroni), furnizați de emitorul n^+, precum și din purtători minoritari (goluri), injectați din stratul p^+ al colectorului. Sensul curentului prin structura *TPI/IGT* în starea „*ON*" este de la colector (*C*) la emitor (*E*). Calea principală de curent este următoarea (vezi figurile 5.36 și 5.40) : colector-baza *n*-stratul de inversie din baza *p*-emitorul n^+.

Detalii ale procesului de conducție în direct sînt furnizate în figura 5.42. pentru o celulă elementară a *IGT*. Curentul în direct (i_C) are două componente : de electroni (i_n) și de goluri (i_p). Curentul de electroni i_n urmează traseul principal (vezi figurile 5.36 și 5.40), tranzitînd prin canalul structurii *NMOS*, în timp ce componenta de goluri i_p a curentului i_C se îndreaptă spre șuntul de emitor *direct* prin baza *p* a tranzistorului bipolar npn^+. Singura utilitate a componentei de goluri i_p este aceea de a modula (micșora) rezistivitatea bazei *n* a *IGT* în starea „*ON*". Asigurarea căii principale a curentului i_C prin tranzistorul *NMOS* (figura 5.36) se efectuează pe cale tehnologică prin : 1) reducerea substanțială a rezistenței canalului R_{ch} (vezi figura 5.31 și relația 5.13) ; 2) inhibarea tendinței tranzistorului bipolar npn^+ de a se înseria în calea de semnal, șuntînd astfel structura *NMOS*. Inactivarea tranzistorului bipolar npn^+ se realizează prin : *a*) micșorarea rezistenței șuntului R_S, ceea ce are ca efect diminuarea marcantă a cîștigului în curent α_{npn} (vezi § 1.5.3.2) ; *b*) reducerea rezistenței laterale a bazei *p* (R_n), ceea ce preîntîmpină polarizarea în direct a joncțiunii baza *p*-emi-

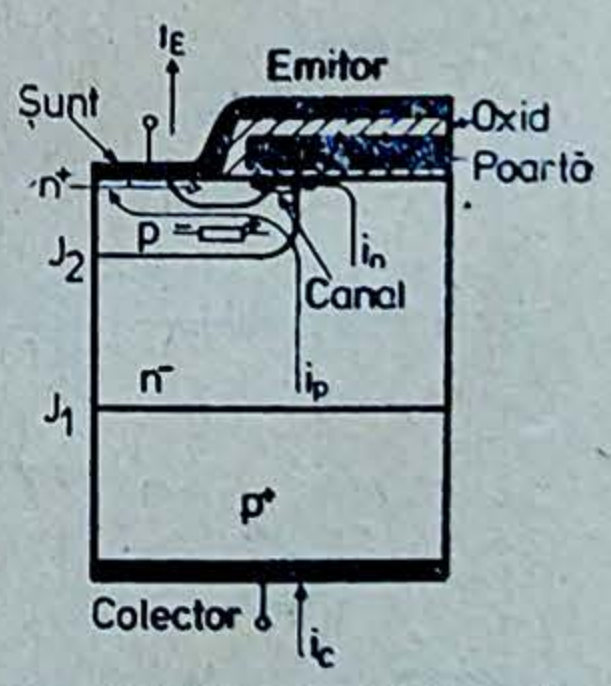


Fig. 5.42. Ilustrarea traseelor componentelor de electroni (i_n) și de goluri (i_p) ale curentului într-o celulă elementară a tranzistorului cu poartă izolată, aflat în conducție directă.

torul n^+, prin limitarea căderii de tensiune pe rezistorul R_B, induse de curgerea curentului i_p (vezi figurile 5.32, *b* și 5.42) [2] [4] [6] [10].

Nivelul curentului prin structura *IGT* în starea *ON* este controlat de valoarea absolută a tensiunii pozitive V_G aplicate pe poarta *MOS* (vezi figura 5.38). Odată cu sporirea semnalului V_G aplicat pe poartă peste valoarea tensiunii de prag a structurii *MOS* ($V_T = 2$ V...3 V), se produce creșterea curentului în direct I_{CE} (I_F), ca urmare a concentrației mărite de electroni și goluri, injectate în baza *n* din straturile n^+, respectiv p^+ (figura 5.40). La valori ale tensiunii de poartă V_G, de cîteva ori mai mari decît tensiunea de prag V_T a structurii *MOS*, concentrația purtătorilor minoritari (goluri) injectați de joncțiunea J_1 (figura 5.40) depășește de 100 pînă la 1 000 de ori concentrația de impurități donoare N_D ($\sim 10^{14}$ cm^{-3}) din baza *n*, ceea ce marchează instalarea nivelului înalt de injecție în structura *IGT*. În acest regim de funcționare, comportamentul *IGT* este similar cu cel al diodelor *pin* (p^+nn^+) în conducție directă (vezi § 2.7), fapt reflectat de forma caracteristicii **I—V** din „*regiunea activă*“ (vezi figura 5.38). Creșterea curentului în direct I_{CE} (I_F) odată cu mărirea tensiunii de comandă V_G este imprimată de regimul de „*inversie puternică*“ („*strong inversion*“) a porții *MOS*: rezistența canalului R_{ch} scade odată cu creșterea semnalului V_G (vezi relația 5.13), favorizînd astfel injecția de electroni din emitorul n^+ în baza *n*, ceea ce, la rîndu-i, stimulează injecția de goluri de către joncțiunea J_1. Dacă tensiunea aplicată pe poartă V_G este insuficientă pentru a mări conductivitatea stratului de inversiune de la interfața baza *p*-oxid (figura 5.40), atunci căderea de tensiune pe rezistența canalului R_{ch} contribuie substanțial la creșterea căderii de tensiune globale (V_{CE}) pe *IGT* (figura 5.38). În acest regim, denumit de „*inversie slabă*“ („*weak inversion*“), se produce saturarea curentului în direct prin *IGT*, fenomen similar celui înregistrat în *TEC-MOS* (vezi figurile 5.29 și 5.38). Astfel, delimitarea regimurilor de lucru „*activă*“ și de „*saturație*“ a *IGT* este dictată de valoarea efectivă a rezistenței canalului R_{ch} a structurii *MOS* în prezența polarizării V_G. Această particularitate explică similitudinea dintre caracteristicile de ieșire ale *IGT* și cele ale *TEC-MOS* (vezi figurile 5.29 și 5.38).

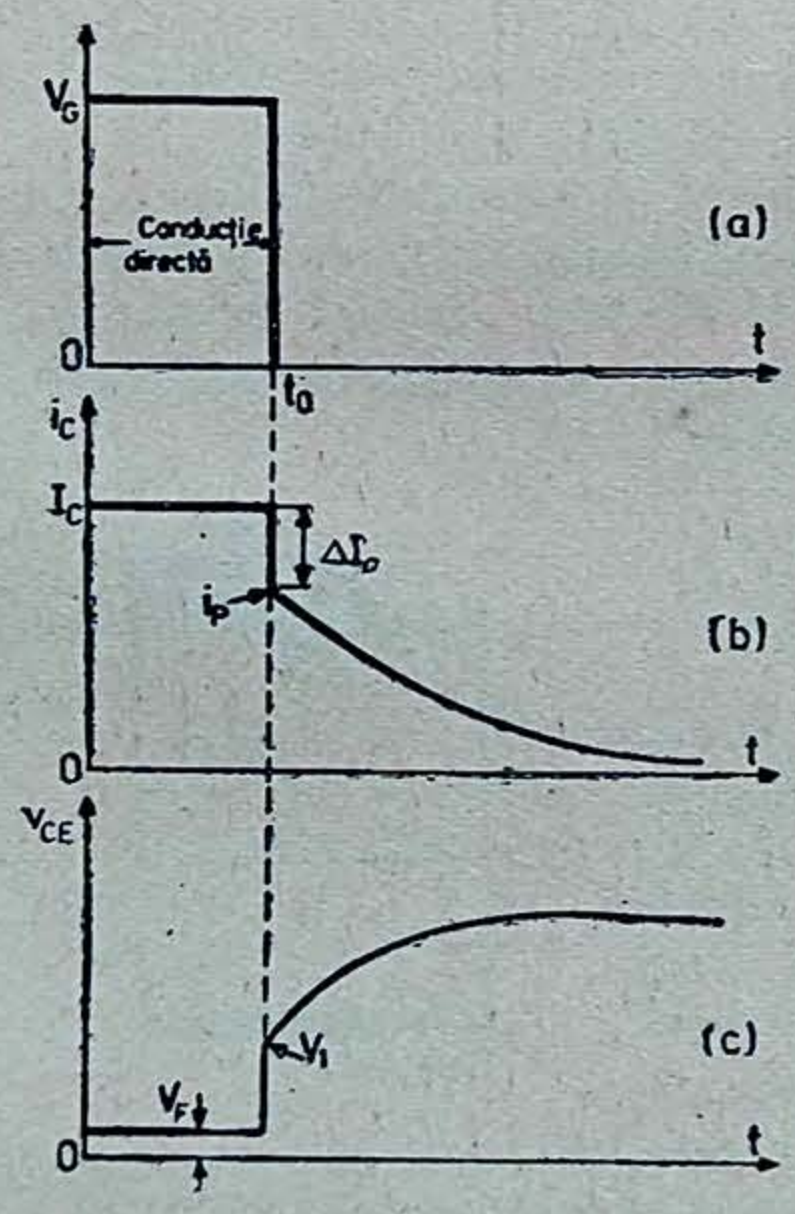


Fig. 5.43. Formele de undă ale curentului (*b*) și tensiunii (*c*) de colector la blocarea unui tranzistor cu poartă izolată (*IGT*) prin scăderea la zero a tensiunii V_G (*a*) aplicate pe poarta *MOS*.

Dispozitivele *IGT* funcționează în regimul de conducție directă („*ON*“) atîta timp cît poarta *G* este pozitivată cu tensiuni V_G, avînd valori tipice de $\gtrsim 10$ V (figura 5.43). Întrucît caracteristicile de ieșire ale *IGT* sînt controlate în principal de componenta i_n, care străbate canalul structurii *NMOS* integrate (figura 5.42), întreruperea curentului de colector, adică blocarea dispozitivelor, se efectuează prin reducerea la zero a tensiunii de polarizare a porții V_G (figura 5.43). În scopul efectuării tranziției din starea de conducție

directă („*ON*") în cea de blocare în direct („*OFF*"), poarta *G* se conectează la emitor (*E*) via rezistorul extern R_{GE} (vezi figura 5.41), care închide traseul de descărcare al capacitorului C_G (vezi figura 5.30). Anularea tensiunii V_G are drept consecință suprimarea canalului de inversiune de la interfața bazei *p* cu oxidul (vezi figurile 5.40 și 5.42). Ca urmare a dispariției canalului de alimentare al bazei *n* cu electroni din emitorul n^+, tranzistorul *MOS* al structurii *IGT* se blochează, întrerupînd astfel traseul curentului principal i_n (vezi figurile 5.36 și 5.42). În urma blocării tranzistorului *MOS*, curentul prin *IGT* prezintă o scădere abruptă ΔI_C ($\simeq i_n$), însoțită de creșterea corespunzătoare a căderii de tensiune V_{CE} (figura 5.43). După această fază (*unipolară*) a procesului de stingere, avînd o durată redusă, tipică pentru *TEC-MOS*, conducția în direct nu este încă sistată : componenta i_p a curentului de colector continuă să străbată structura *IGT*, fiind alimentată de golurile injectate în baza *n* de către joncțiunea J_1, polarizată în direct (vezi figurile 5.40, 5.42 și 5.43). În această fază a procesului de blocare, controlată de caracterul bipolar al conducției în direct, curentul de colector i_C scade treptat la zero (figura 5.43, *b*) cu o constantă de timp determinată de rata recombinării golurilor în baza *n*. Timpul de blocare al *IGT* (t_{off}) este determinat în principal de durata fazei a doua (*bipolare*) a procesului de stingere, adică de timpul necesar scăderii la zero a „*curentului de recombinare*" („*tail current*") [4] [37]. Datorită vitezei relativ lente de recombinare a purtătorilor minoritari în baza *n*, timpul de blocare t_{off} al dispozitivelor *IGT* este lung în comparație cu cel înregistrat în *TEC-MOS*. Astfel, un dispozitiv *IGT* de 500 V/25 A are un timp de blocare tipic de $t_{off} \simeq 50$ μs. Utilizînd tehnica iradierii cu electroni rapizi. (vezi § 3.4.3.3), timpul de blocare t_{off} al unui asemenea dispozitiv se reduce sub 10 μs, cu prețul sporirii căderii de tensiune în conducție directă [2] [4] [6].

Forma de undă a curentului de colector i_C în cursul procesului tranzitoriu de blocare al *IGT* este dependentă de valoarea rezistorului R_{GE} (figura 5.41.), utilizat pentru descărcarea capacitorului *MOS* (vezi figura 5.30.). Pentru valori reduse ale rezistorului R_{GE}, curentul de colector prezintă o cădere inițială (ΔI_C) abruptă, întrucît constanta de timp ($\tau_G = C_G \cdot R_{GE}$) de descărcare a capacitorului *MOS* este practic neglijabilă (figurile 5.43. și 5.44.). Valoarea inițială a curentului de recombinare („*tail current*") i_P este în acest caz relativ ridicată. Odată cu creșterea rezistorului R_{GE}, descărcarea capacitorului *MOS* se produce mai lent, iar valoarea inițială a curentului de recombinare (i_P) se diminuează (figura 5.44.). Scăderea curentului inițial de recombinare (i_P) odată cu creșterea rezistenței R_{GE} se explică prin diminuarea concentrației golurilor din baza *n* ca urmare a recombinării acestora într-un interval de timp mai îndelungat de scădere inițială (ΔI_C) a curentului de colector i_C [4] [6].

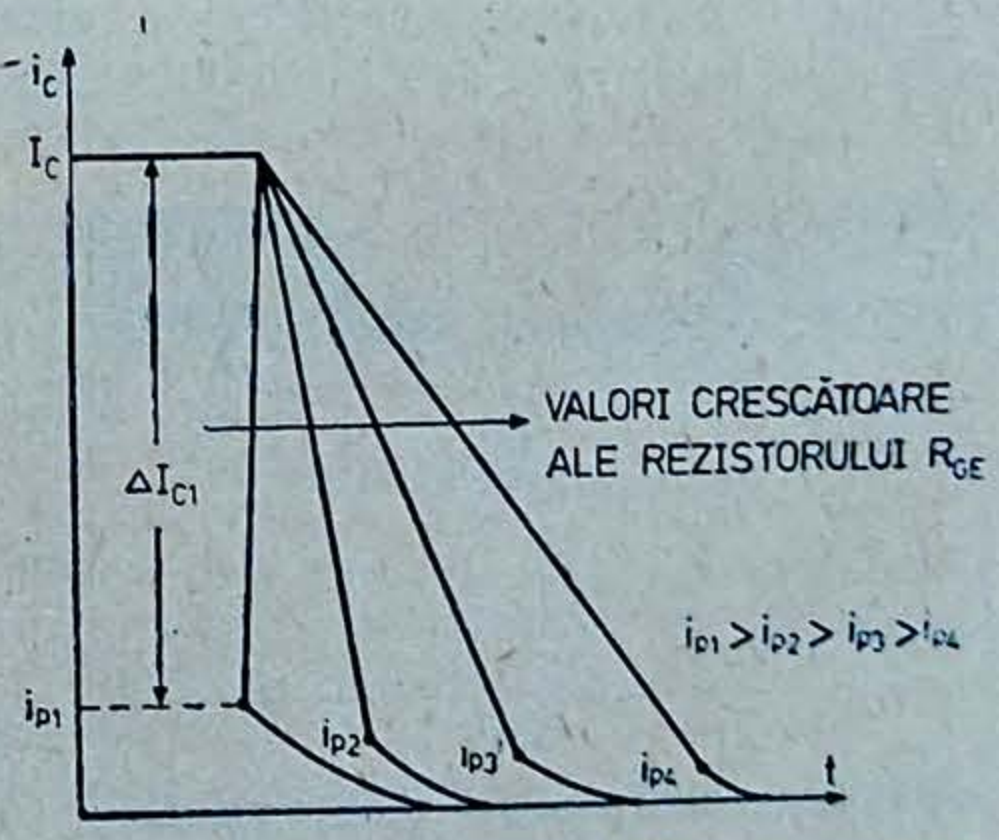


Fig. 5.44. Ilustrarea calitativă a influenței rezistorului extern R_{GE} (figura 5.41), conectat între poartă și emitor, asupra formei de undă a curentului de colector i_C la blocarea pe poartă a unui dispozitiv *TPI/IGT* (vezi și figura 5.43, *b*).

Structura verticală *pnpn* a *TPI/IGT*, similară cu cea a

tiristoarelor, are doar rolul de a asigura capabilitatea înaltă de blocare a tensiunilor aplicate în direct și în invers (vezi figurile 5.37. și 5.39.). Înserierea structurii *pnpn* în calea de semnal este însă indezirabilă în starea „*ON*" a *IGT*, întrucît are ca efect pierderea controlului efectuat de poarta *MOS* asupra funcționării dispozitivelor. Scurtcircuitarea tranzistorului *MOS* în starea „*ON*" a *IGT* de către tranzistorul bipolar *npn* (figura 5.36.), poartă denumirea de „*agățare*" („*latch-up*"). Consecința directă a fenomenului de „*agățare*" în starea de conducție este faptul că dispozitivul *IGT* nu poate fi blocat pe poartă, comportîndu-se astfel ca un tiristor cu poartă *MOS* (vezi figura 5.33.).

Suprimarea prezenței parazite a structurii *pnpn* în faza de conducție directă (*ON*) constituie elementul principal de diferențiere a tranzistorului cu poartă izolată (*TPI/IGT*) de tiristorul cu poartă *MOS*. Inhibarea tendinței structurii *pnpn* de a se înseria în calea de semnal în cursul procesului de amorsare al *IGT* se realizează tehnologic prin diminuarea factorilor de cîștig în curent α_{npn} și α_{pnp} ai tranzistoarelor bipolare *npn* și *pnp* (vezi figura 5.36.). Modalitatea principală de suprimare a prezenței parazite a structurii *pnpn* în starea „*ON*" a *IGT* o constituie reducerea valorii efective a cîștigului α_{npn} al tranzistorului bipolar *npn*, conectat în paralel cu *TEC-MOS* (figura 5.36.). O modalitate suplimentară — față de cele prezentate anterior* — de neutralizare a tranzistorului *npn* constă în realizarea bazei *p* în două trepte (figura 5.45.) : o zonă centrală relativ groasă și puternic dopată cu impurități acceptoare (p^+), flancată de regiuni mai subțiri și slab dopate (p). Diferența concentrațiilor de impurități între zonele p^+ și p ale bazei, realizate prin două difuzii selective de bor, este de cel puțin un ordin de mărime. Prezența zonei p^+ de rezistivitate extrem de redusă : 1) micșorează rezistența efectivă pe pătrat $R_{\square P}$ a bazei p și facilitează canalizarea unei fracțiuni importante a curentului de goluri i_p (vezi figura 5.42.) direct din baza n — via șunt — la metalizarea de emitor, ceea ce preîntîmpină fenomenul de polarizare în direct a joncțiunii emitor-bază ; 2) concură la diminuarea valorii efective a cîștigului α_{npn}. Optimizarea geometriei 5.45. a permis sporirea densității critice a curentului în direct, la care se produce „agățarea" *IGT*, pînă la $j_L = 1\,000$ A/cm² (la $T_{vj} = 25°C$), valoare tipică

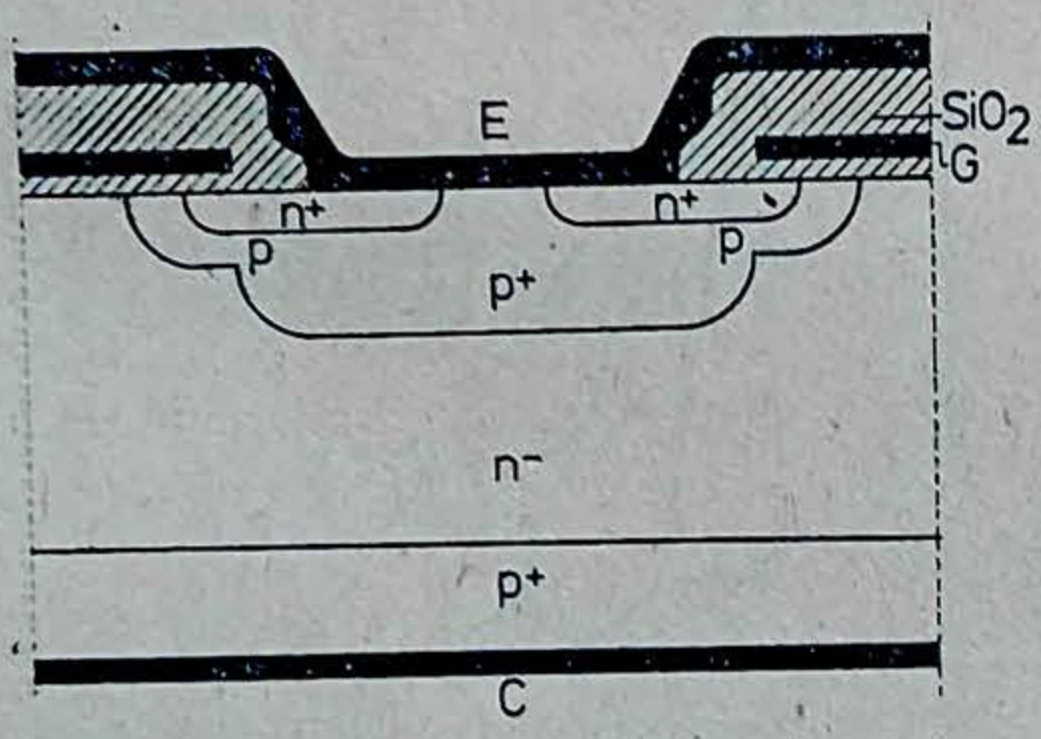


Fig. 5.45. Modalitate tehnologică suplimentară de inactivare a tranzistorului bipolar *npn*, component al structurii unui *TPI/IGT* (figura 5.36), prin realizarea unei regiuni adînci, puternic dopate p^+ în celula *D-MOS*.

* Inactivarea structurii *npn*, adică prevenirea injecției de electroni din emitorul *n* în baza *p*, se realizează prin : 1) reducerea valorii rezistenței R_S (figura 5.36) ; 2) micșorarea rezistenței $R_\square$ a bazei *p*.

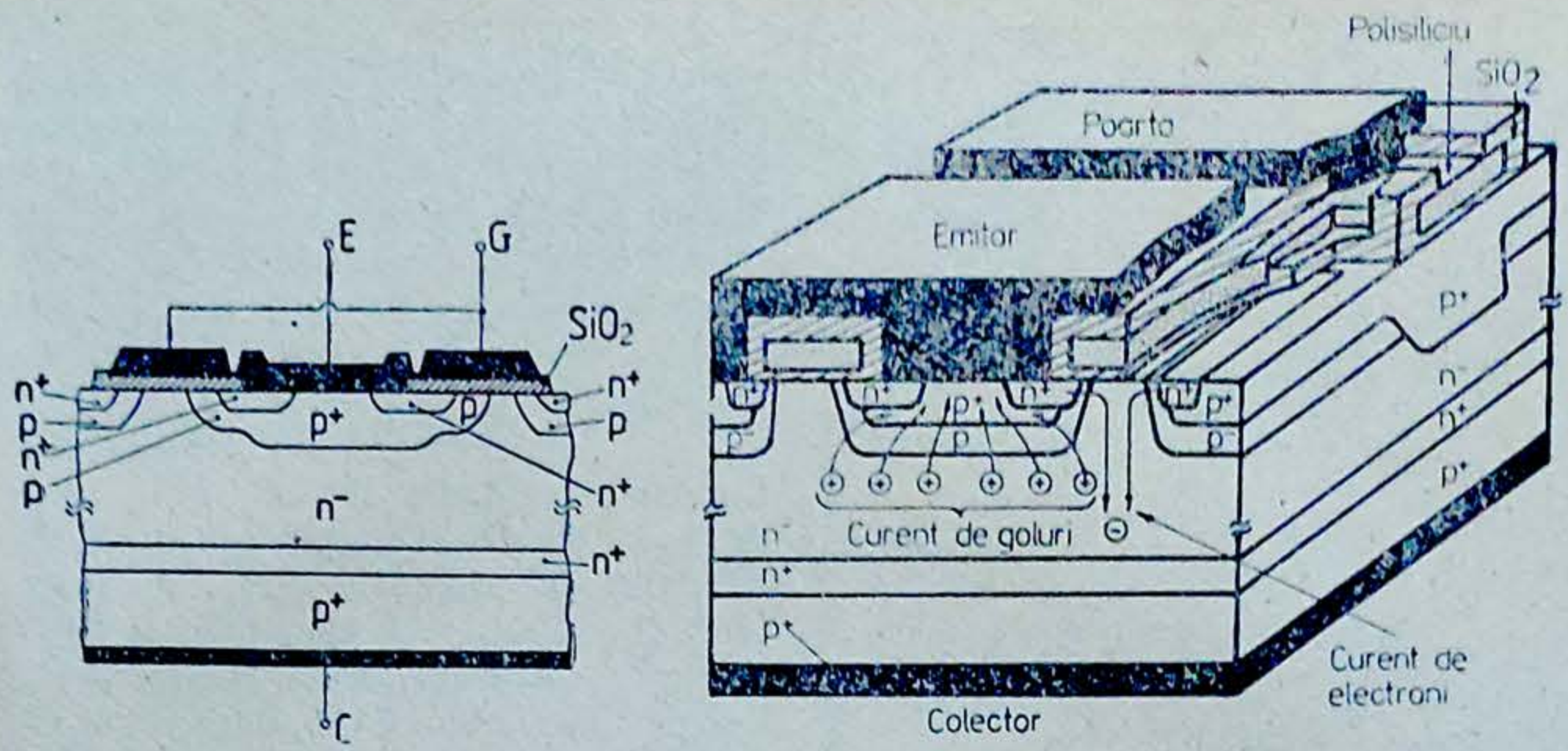


Fig. 5.46. (*a*) Celulă elementară *TPI/IGT* utilizînd un strat tampon n^+ ; (*b*) Variantă a structurii (*a*), cu strat „protector" p^+.

regimului de suprasarcină (vezi § 2.8.). Doparea relativ slabă cu impurităţi a bazei *p* la interfaţa sa cu oxidul menţine tensiunea de prag V_T a structurii *MOS* la valori scăzute [4] [6] [32].

O variantă a soluţiei descrise, în care se realizează şi o reducere a cîştigului α_{pnp}, este ilustrată în figura 5.46, *a*. Diminuarea eficienţei de injecţie a emitorului şi a factorului de transport în baza tranzistorului *pnp* este datorată intercalării stratului buffer n^+ subţire ($\sim$5...10 μm), puternic dopat cu impurităţi donoare ($\sim 10^{18}$ cm^{-3}), între colectorul p^+ şi baza n^- a *TPI/IGT*. Prezenţa stratului tampon n^+ permite micşorarea grosimii bazei n^- în condiţiile conservării capabilităţii ridicate a *IGT* de a bloca tensiuni aplicate în direct (vezi § 3.5.3.2.) Diminuarea grosimii bazei n^- are ca efect pozitiv reducerea căderii de tensiune în conducţie directă şi a timpului de blocare t_{off} (vezi § 4.2.2.). Atenuarea cuplajului regenerativ dintre cele două tranzistoare bipolare componente ale structurii conferă acestor dispozitive o excelentă capabilitate în dV/dt. Dezavantajul utilizării stratului tampon n^+ constă în pierderea capabilităţii de blocare în invers a *IGT* (vezi figura 4.10.).

Perfecţionarea conceptelor prezentate a permis realizarea dispozitivelor *TPI/IGT* în care fenomenul de „*latch-up*" este practic eliminat („*non-latch-up bipolar-mode MOSFETs*") [34] [35]. Într-o asemenea variantă *TPI/IGT* cu strat buffer n^+ (figura 5.36, *b*.), emitorul n^+ este separat de baza *p* printr-un strat „protector" p^+. Prezenţa stratului p^+ de rezistivitate scăzută : 1) împiedică polarizarea în direct a joncţiunii emitor-bază ; 2) facilitează şuntarea direct la metalizarea de emitor a unei fracţiuni importante a curentului de goluri. Optimizarea acestei geometrii a permis realizarea dispozitivelor *TPI/IGT* de 25 A/600 V, 20 A/1 200 V şi 10 A/1 800 V, capabile de a comuta fiabil densităţi ale curentului în direct de peste 500 A/cm^2 la T_{vj} = = 125°C. Timpii de amorsare (sub 200 ns.) şi de stingere (sub 10 μs), precum şi căderea de tensiune în direct (între 1,5 V şi 3,0 V), depind de grosimea stratului n^- (deci de tensiunea de blocare în direct) şi de doza de iradiere cu electroni (vezi § 3.4.3.3.). Densitatea curentului de „*latch-up*" depăşeşte 1 000 A/cm^2.

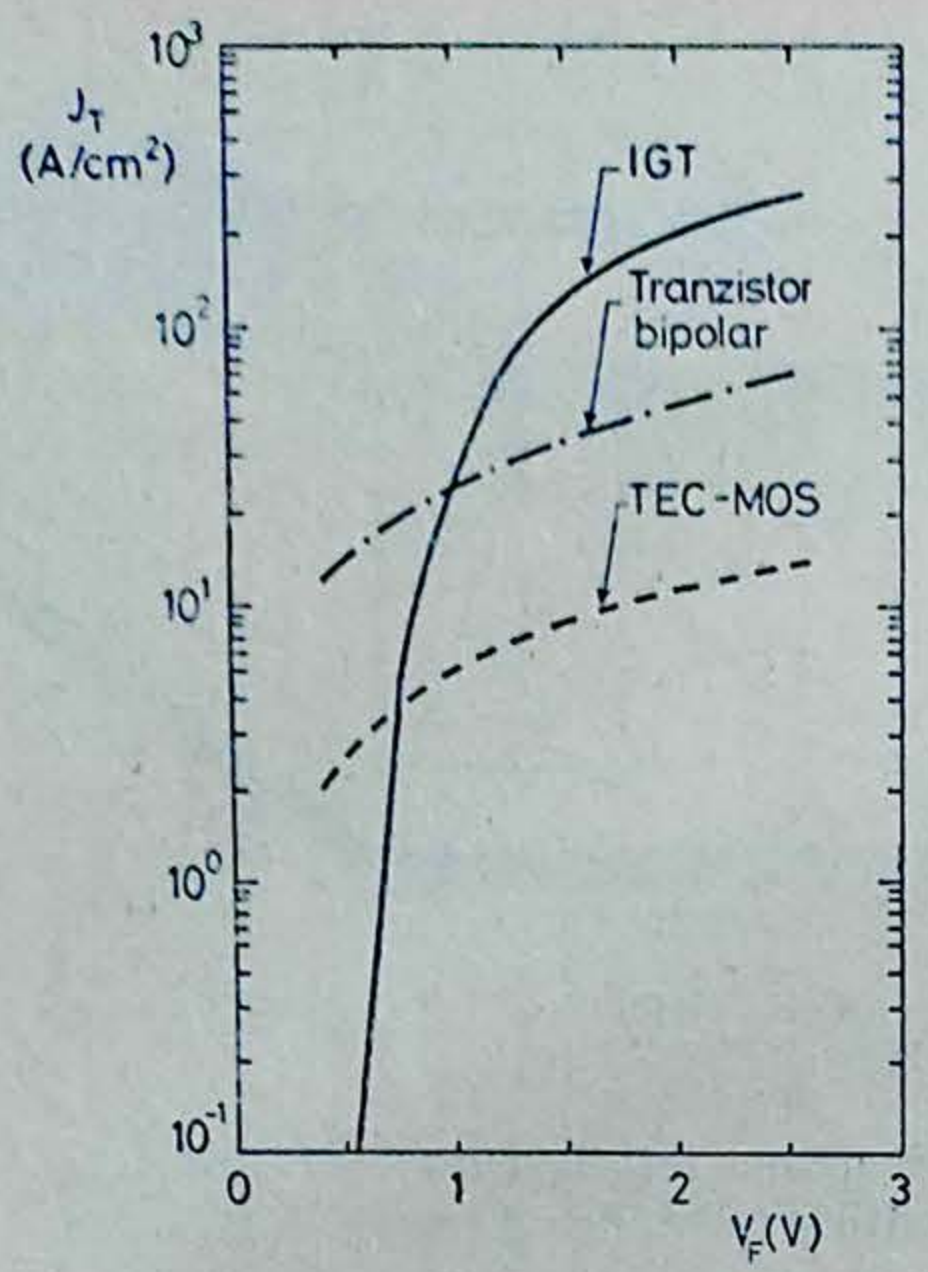


Fig. 5.47. Ilustrarea comparativă a comportamentului în conducție directă a dispozitivelor *IGT*, tranzistoarelor bipolare și *TEC-MOS* de 600 V.

Performanțele tranzistorului cu poartă izolată (*TPI/IGT*) în starea de conducție directă („*ON*") sînt evidențiate în figura 5.47 comparativ cu cele ale unui *TEC-MOS* de putere și ale unui tranzistor bipolar [2] [4]. Dispozitivele comparate posedă tensiuni de blocare în direct identice (~600 V). Polarizarea pe poartă a *TEC-MOS* este de $V_{GS} \simeq 20$ V, iar tranzistorul bipolar este operat la un cîștig tipic de $\beta_F = 10$. Se remarcă faptul că, la densități de curent în direct de peste 50 A/cm², căderea de tensiune pe *TPI/IGT* este substanțial mai redusă decît cea pe tranzistoarele bipolare și unipolare. La valori ale căderii de tensiune în direct $V_F = 2$ V...3 V, densitatea de curent la care poate fi operat un dispozitiv *TPI/IGT* este de ~20 ori mai mare decît cea a unui *TEC-MOS* și de ~5 ori superioară celei a unui tranzistor bipolar. Căderea de tensiune în direct pe *TPI/IGT*, operat la curent constant, scade odată cu creșterea temperaturii joncțiunii T_{vj}, ceea ce permite acestor dispozitive să-și păstreze practic nealterată capabilitatea în curent la temperaturi ridicate*.

Creșterea temperaturii T_{vj} afectează în mod advers viteza de comutare și curentul de agățare al *TPI/IGT*. Astfel, valoarea densității curentului în direct j_L la care se produce „agățarea" *IGT* se reduce de două ori odată cu creșterea temperaturii de la 25°C la 150°C. Timpul de blocare t_{off} al *IGT* crește liniar cu temperatura T_{vj}, practic dublîndu-se între 25°C și 200°C. Această evoluție a timpului t_{off} este dictată de creșterea timpului de viață al purtătorilor minoritari în baza *n* odată cu creșterea temperaturii, ceea ce are drept rezultat lungirea fazei de cădere a curentului de colecor (vezi figura 5.43, *b*.). Influența temperaturii asupra capabilității de blocare în tensiune a *TPI/IGT* este practic nesemnificativă. Aceasta se explică prin faptul că valoarea cîștigului α_{npn} al tranzistorului *npn*, iar în cazul structurii din figura 5.46 — și a factorului α_{pnp} depind într-o măsură redusă de nivelul curentului rezidual prin structura *TPI/IGT*. Decuplarea capabilității de blocare în tensiune de acțiunea regenerativă a celor două tranzistoare bipolare (vezi figura 5.36.) permite dispozitivelor *TPI/IGT* să-și păstreze practic nealterată valoarea tensiunii maxime de blocare la temperaturi elevate ($\simeq$ 125°C) [2] [4] [6].

Datorită caracteristicilor evidențiate, dispozitivele *TPI/IGT* vor cunoaște dezvoltări rapide în următorii ani, înlocuind treptat tranzistoarele

---

* De notat pentru comparație faptul că într-un *TEC-MOS* de putere, căderea de tensiune în direct la curent I_{DS} constant crește de $\simeq$3 ori odată cu creșterea temperaturii de la 25°C la 200°C [2], [4], [6], în principal datorită scăderii mobilității μ, deci sporirii rezistenței $R_{ON} \simeq R_D$ (vezi § 1.5.2.1 și relația 5.15).

bipolare, unipolare și tiristoarele într-o serie de aplicații de putere (vezi §.5.5.). Creșterea capabilității în curent a *TPI/IGT* este legată de abilitatea de a integra tehnologic într-o singură structură un număr cît mai mare de celule elementare de dimensiuni micronice (vezi figurile 5.45. și 5.46.), care funcționează în paralel. Rafinarea tehnologiei de fabricare a *TPI/IGT*, similară cu cea a *D-MOS* (vezi figura 5.27.), va permite în viitor integrarea într-o singură structură a sute de mii de mini-celule. Aceasta se va traduce în realizarea dispozitivelor *IGT* de curenți mari (sute de amperi), capabile de a opera la tensiuni maxime de blocare de peste 1 500 V [4] [6] [41] [42].

5.4.4. Tiristoare *GTO* cu poartă *MOS*

Tiristorul MOS GTO („*MOS GTO*“ sau „*MOS turn-off thyristor*“) este un dispozitiv cu structura verticală *pnpn* (figura 5.48.), care poate fi amorsat și blocat cu ajutotul semnalelor de tensiune pozitive, respectiv negative, aplicate pe poarta *MOS* integrată. Amorsarea tiristoarelor *MOS GTO* decurge într-un mod similar cu cel al tiristoarelor cu poartă *MOS* (vezi figura 5.34.). Blocarea pe poartă a *MOS GTO* se efectuează fără inversarea polarității tensiunii anod-catod și necesită un consum practic nul de putere la intrare [38] [39].

Comanda integrală în tensiune a porții aseamănă tiristoarele *MOS GTO* cu dispozitivele *TEC-MOS* și *TPI/IGT*. Spre deosebire însă de dispozitivele *IGT*, poarta tiristoarelor *MOS GTO* asigură controlul numai asupra amorsării și blocării, nu și asupra regimului de conducție directă. Caracteristica statică de ieșire $I-V$ (curent-tensiune) a *MOS GTO* este identică cu cea a tiristoarelor convenționale (vezi figura 1.6).

Tiristorul *MOS GTO* are trei terminale (figura 5.48.); *anod* (**A**), *catod* (**K**) și *poarta* (**G**). Particularitățile dispozitivului sînt dictate de integrarea a două tranzistoare *MOS* în zona de catod a structurii *pnpn*. „*Poarta de amorsare*“ („*Turn-on gate*“) este constituită din terminalul *G*, stratul de oxid (SiO_2) și structura laterală *npn*, care formează împreună configurația unui tranzistor *NMOS*. „*Poarta (PMOS) de blocare*“ („*Turn-off gate*“) este alcătuită din structura laterală p^+np, stratul de oxid și contactul *G*. Schema echivalentă simplificată a tiristorului *MOS GTO* este prezentată în figura 5.49.

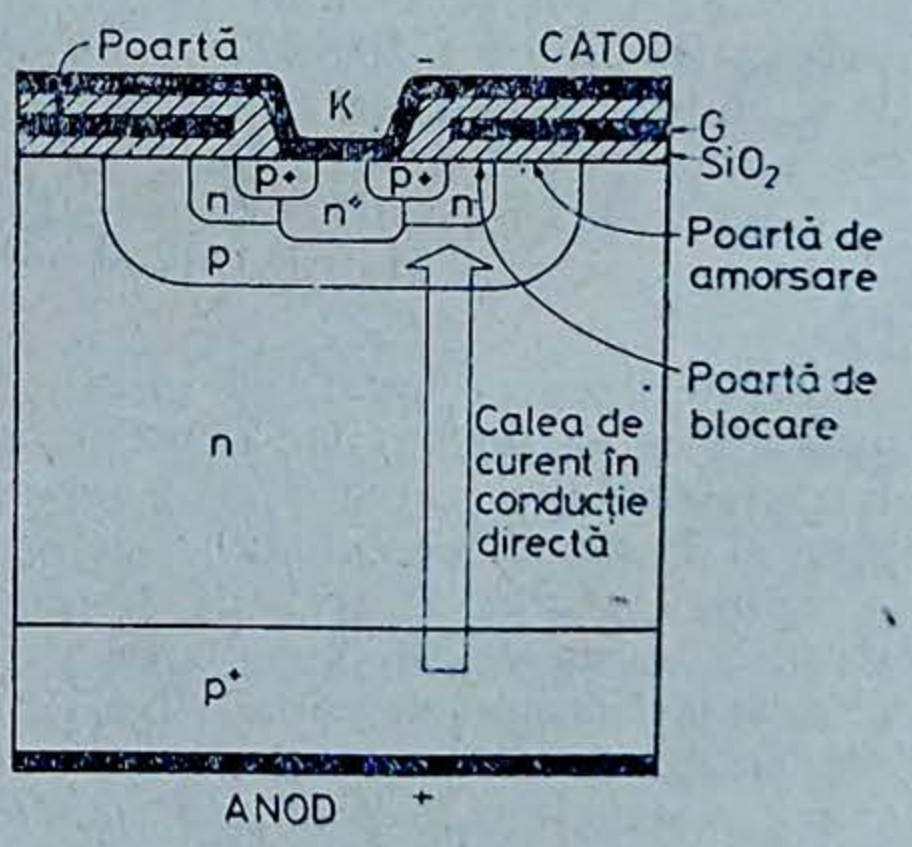


Fig. 5.48. Structura unui tiristor *MOS-GTO* cu indicarea „*porților*“ de amorsare, respectiv de blocare, precum și a căii principale de curent în conducție directă.

Emitorul de catod al *MOS GTO* este stratul n^+, puternic dopat cu impurități donoare, ceea ce asigură o eficiență ridicată de injecție γ_E. Valoarea rezultantă înaltă a cîștigului α_{npn} favorizează amorsarea rapidă a *MOS GTO* și menținerea la nivele scăzute a căderii de tensiune în conducție directă. Stratul *n* de la interfața cu oxidul este relativ slab dopat cu impurități în scopul menținerii tensiunii de prag V_T a „*porții MOS de blocare*“ la valori cît mai coborîte (figura 5.48).

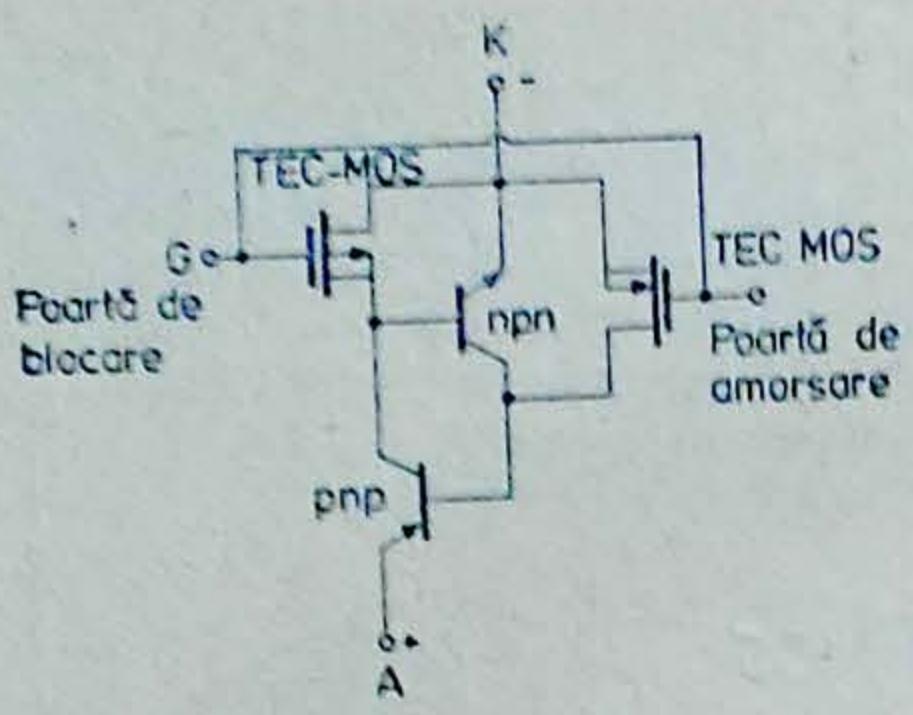


Fig. 5.49. Schema echivalentă simplificată a tiristorului *MOS-GTO*.

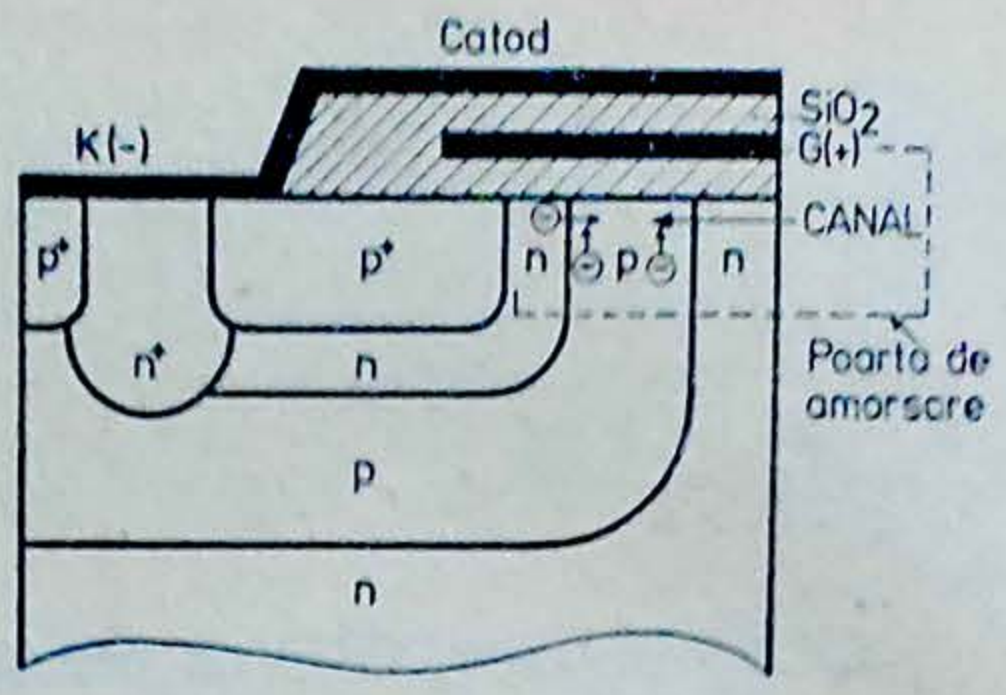


Fig. 5.50. Ilustrarea acumulării și injecției de electroni în structura laterală *npn* a *„porții MOS de amorsare"*.

În starea de blocare în direct (+ pe anod, — pe catod), comportamentul dispozitivului *MOS GTO* este identic cu cel al tiristoarelor convenționale (vezi § 2.3.). Procesul de amorsare al *MOS GTO* decurge în mod similar cu cel al tiristoarelor cu poartă *MOS* (figura 5.34.) ; inițierea aprinderii este efectuată de poarta *MOS*, fenomenul de basculare fiind controlat de acțiunea regenerativă a celor două tranzistoare (*pnp* și *npn*), componente ale structurii *pnpn*. În urma pozitivării porții *G* a *MOS GTO* față de catod (*K*), acumularea electronilor la interfața bazei *p* cu oxidul determină formarea canalului de inversiune (figura 5.50.). Inițierea injecției de electroni din emitorul de catod (n^+) în canal declanșează procesul tranzitoriu de amorsare (vezi figurile 5.34. și 5.50.). După intrarea în conducție directă a *MOS GTO*, semnalul aplicat pe poartă se reduce la zero.

Conducția curentului în direct este asigurată de structura *pnpn* a *MOS GTO*, fiind controlată exclusiv de cele două tranzistoare bipolare (figurile 5.48. și 5.49.). Caracteristicile curent (*I*) — tensiune (*V*) ale *MOS GTO* în starea „*ON*" sînt similare celor ale tiristoarelor convenționale (vezi § 2.7.). Grație absenței controlului porții *MOS* asupra regimului de conducție în direct, tiristoarele *MOS GTO* pot opera la densități ale curentului anodic de două pînă la cinci ori mai mari decît tranzistoarele cu poartă izolată (*IGT*) din aceeași clasă de tensiune. Ca urmare a particularităților evidențiate, în dispozitive *MOS GTO* nu există restricții privind valorile factorilor de cîștig α_{pnp} și α_{npn} ai tranzistoarelor componente ale structurii *pnpn* (vezi figura 5.49.).

Întreruperea curentului anodic în direct al *MOS GTO* se efectuează prin aplicarea tensiunilor negative de valori absolute suficient de ridicate între poarta *G* și catod *K*($V_{GK} = -15$ V...-60 V). Negativarea terminalului *G* în raport cu catodul *K* determină activarea structurii *MOS* cu canal *p* indus (*„poarta PMOS de blocare"*), formată din contactul *G* interfața stratului de oxid (SiO_2), cu baza *p* și zona *n* de catod, stratul p^+ plasat sub oxid și metalizarea de catod (figurile 5.48. și 5.51.). Intrarea în conducție a tranzistorului *PMOS* oferă o cale alternativă de rezistență scăzută pentru componenta de goluri a curentului anodic, care astfel este evacuată spre contactul de catod pe traseul : baza *p* — stratul *n* ⊖ stratul p^+ al configurației *PMOS* (figura 5.51.). Traseul de joasă impedanță prin tranzistorul *PMOS* scurtcircuitează joncțiunea verticală, formată din emitorul de catod n^+ și baza *p*, decuplînd astfel tranzistorul *npn* al structurii *pnpn* din bucla regenerativă,

care asigură conducția în direct a tiristorului *MOS GTO* (figura 5.49.). Întreruperea fiabilă pe poartă a curentului anodic prin structura *pnpn* a *MOS GTO* reclamă valori extrem de reduse ale rezistenței prezentate de tranzistorul *PMOS* în conducție directă (vezi figura 5.31.). Pentru atingerea acestui obiectiv, rezistența canalului *p* (R_{ch}) al *TEC-MOS* (figura 5.31.), precum și rezistența laterală a bazei *p* (figura 5.32, *b*.), trebuie minimizate. Condiția de blocare se exprimă în acest caz sub forma simplificată [4] [39]:

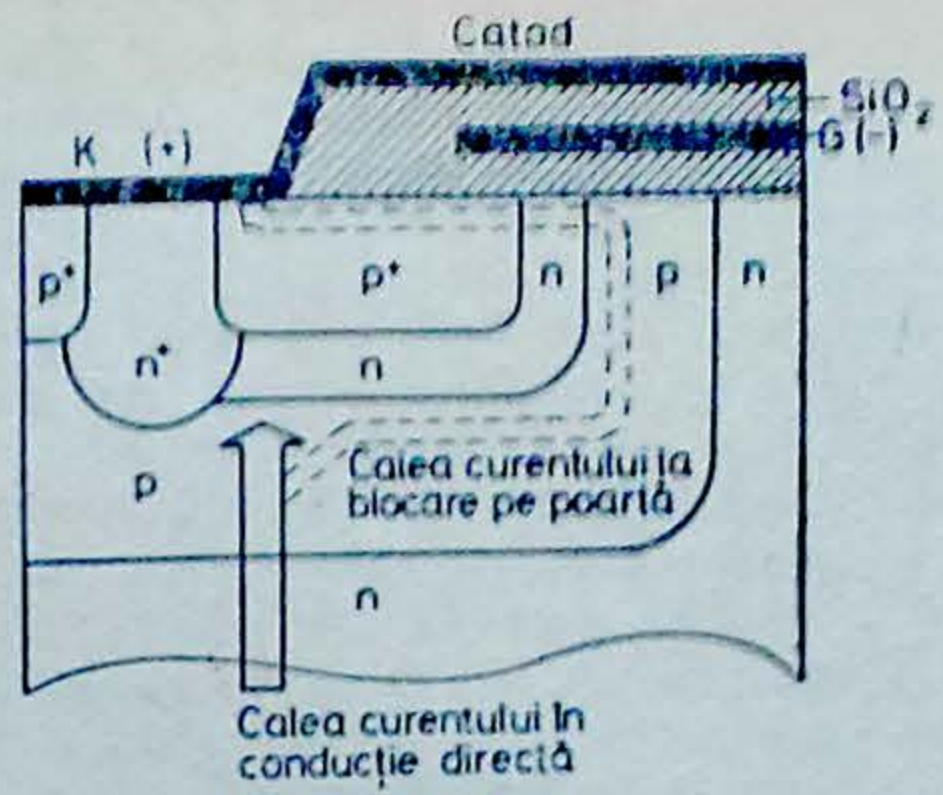


Fig. 5.51. Ilustrarea modalității de blocare pe poartă a unui tiristor *MOS-GTO*, cu indicarea căii de deviere a curentului în vederea stingerii dispozitivului.

$$I_{off}(R_{ch} + R_P)\cdot\alpha_{pnp} < 0.5\ \text{V} \qquad (5.18.)$$

unde: I_{off} (I_{TQKM}) este valoarea curentului anodic întrerupt, α_{pnp} este factorul de cîștig în curent al tranzistorului *pnp* component al structurii *pnpn*. Condiția (5.18.) exprimă dezideratul ca valoarea componentei de goluri ($I_{off}\cdot\alpha_{pnp}$) a curentului anodic total întrerupt (I_{off}), care este deviată spre catod prin tranzistorul *TEC-MOS* cu canal *p*, să determine o cădere de tensiune pe rezistențele din calea de semnal ($R_{ch} + R_P$), situată sub pragul de deschidere al unei diode (0,5 V). În acest caz, joncțiunea de catod (n^+p) se va bloca treptat, întrerupînd cale principală a curentului anodic în conducție directă.

Modelarea numerică prevede o valoare extrem de ridicată a densității de curent (>2 000 A/cm²) care poate fi întreruptă fiabil pe poartă într-un dispozitiv *MOS GTO* [4] [39]. Întrucît mobilitatea electronilor în siliciu este mai mare decît cea a golurilor, structura complementară *MOS GTO*, cu „*poartă de blocare*" utilizînd un *TEC MOS* cu canal *n* (avînd o valoare mai scăzută a rezistenței R_{ch}), posedă o capacitate de a întrerupe valori și mai mari ale densității curentului anodic. Această asertiune a fost demonstrată experimental pe structuri rudimentare *MOS GTO* avînd arii extrem de reduse [4] [39]. Astfel, o singură celulă *MOS GTO* cu aria activă de 20 μm × × 20 μm, operată pe o sarcină rezistivă la valori reduse ale tensiunii anodice, poate asigura întreruperea fiabilă a unei densități de curent de >6 000 A/cm² cu o tensiune negativă de poartă de ≃ 60 V. La o valoare mai practică a tensiunii de comandă pe poartă (≃ 15 V), densitatea maximă a curentului întrerupt se micșorează la ≃ 2 000 A/cm². Scăderea capabilității dispozitivului *MOS GTO* de a întrerupe densități ridicate ale curentului anodic odată cu scăderea semnalului de poartă indică importanța valorii rezistenței canalului (R_{ch}) al *TEC-MOS* (vezi relația 5.13a) în cadrul procesului de blocare. Reducerea capabilității tiristoarelor *MOS GTO* de a întrerupe fiabil densități mari ale curentului anodic a devenit și mai pregnantă în cazul structurilor experimentale avînd un număr mai mare de celule elementare, conectate în paralel [4] [38] [39]. Această limitare a capabilității în curent se datorează în principal distribuției neuniforme a curentului între celulele

elementare *MOS GTO* în decursul procesului tranzitoriu de blocare, fenomen similar cu cel înregistrat în tiristoarele *GTO* convenționale (vezi § 2.9.2.). Concentrarea curentului anodic în cîteva celule elementare ale dispozitivului devine un factor limitativ și mai important la tensiuni anodice și temperaturi ridicate, în special în cazul funcționării pe sarcini inductive [4] [39]. Ca urmare a acestor particularități de comportament, tiristorele *MOS GTO* nu constituie încă în stadiul tehnologic actual o alternativă viabilă la dispozitivele de comutație existente. Rafinarea tehnologică a conceptului *MOS GTO* va permite însă în viitor realizarea unor tiristoare *GTO* cu un consum extrem de redus de energie pe poartă [42].

Spre deosebire de tiristoarele *GTO* convenționale, în cadrul cărora semnalul negativ de poartă este extras *efectiv* din baza *p* a structurii *pnpn*, „poarta de blocare" a dispozitivelor *MOS GTO* (figura 5.51.) este utilizată pentru șuntarea *internă* a unei fracțiuni importante a curentului anodic *direct* din baza *p* spre catod. Canalizarea curentului anodic pe o cale alternativă internă de rezistență scăzută oferită de un *TEC-MOS* constituie de fapt o aplicație directă a șunturilor *MOS*.

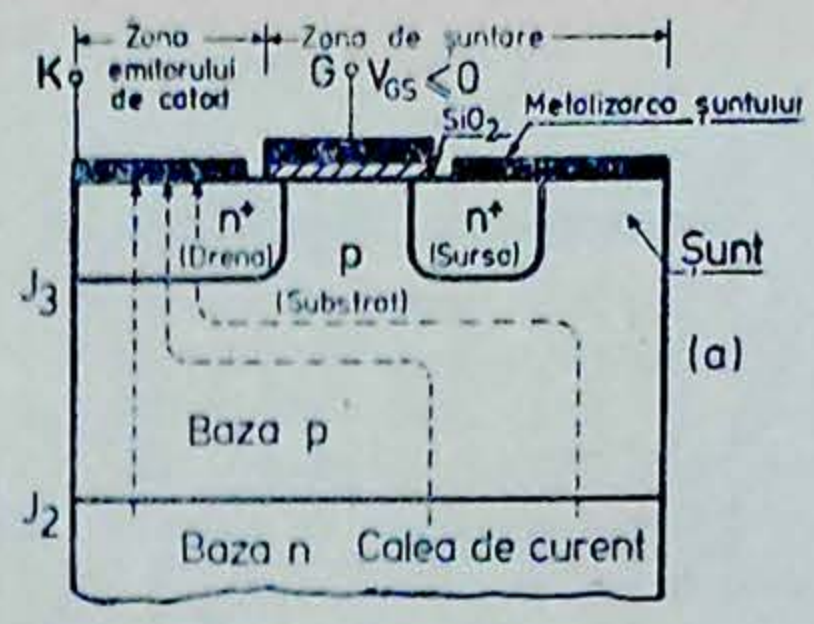
5.4.5. Tiristoare controlate de șunturi MOS

În tiristoarele convenționale, șunturile de catod sînt utilizate pentru mărirea capabilității în dV/dt și a tensiunilor maxime de blocare (vezi § 1.5.3.2. ; § 2.2.). Includerea șunturilor de emitor în catodul n_2 conduce însă la pierderea ariei utile de siliciu și degradează o serie de parametri electrici importanți ai tiristoarelor (căderea de tensiune în conducție directă, sensibilitatea la amorsare). Șunturile de catod nu pot fi utilizate în tiristoare *GTO*, întrucît prezența lor ar conduce inerent la anularea capacității joncțiunii poartă-catod de a bloca tensiuni aplicate în invers (vezi § 1.5.3.2.).

Depășirea inconvenientelor menționate se efectuează în prezent prin utilizarea **șunturilor de emitor (catod) controlate de structuri** *MOS* („*MOS-controlled emitter shorts*") [38]. Ideea principială a acestei soluții rezidă în integrarea unui *TEC-MOS* în fiecare șunt al emitorului n_2. Conectarea și deconectarea controlată a șunturilor în calea de curent se efectuează prin polarizarea adecvată a porților *MOS* aferente. Astfel, șunturile de catod prezente fizic în structură pot fi deconectate din calea de semnal, atunci cînd prezența lor este indezirabilă (de exemplu, în timpul amorsării și al conducției directe). Prin polarizarea adecvată a porților *MOS* aferente, șunturile pot fi menținute în calea de curent din structura tiristoarelor, atunci cînd prezența lor este benefică (în starea de blocare în direct/invers, la aplicarea rampelor dV/dt, etc.). Utilizarea șunturilor controlate de structuri *MOS* oferă două posibilități : 1) realizarea capacității de stingere a tiristoarelor prin crearea căilor alternative, de impedanță joasă, între baza *p* și catod, ceea ce a condus la apariția dispozitivelor *MOS GTO* (vezi § 5.4.4.) ; 2) ameliorarea capabilității în dV/dt și de blocare a tensiunilor în direct/invers a tiristoarelor, fără a se afecta parametrii electrici ai acestora, care este detaliată în continuare.

Structura unui șunt controlat de un tranzistor *MOS* cu canal indus de tip *n* (*NMOS*) este prezentată în figura 5.52., care detaliază joncțiunea de catod a unui tiristor. Zona de șuntare, adiacentă emitorului de catod, este formată din contactul metalic al șuntului și structura *MOS*. Regiunea n^+ de sub metalizarea șuntului constituie sursa tranzistorului *MOS*,

extremitatea catodului n^+ joacă rolul de drenă (D)*, iar baza p reprezintă substratul structurii MOS. Electrodul de poartă (G) al TEC-MOS este plasat peste stratul de oxid (SiO_2) de grosime 1 000 Å, depus pe suprafaţa celor trei zone semiconductoare menţionate. Şuntul propriu-zis constă din contactul nemijlocit al bazei p cu metalizarea sursei n^+. Principiul de funcţionare al configuraţiei este următorul:



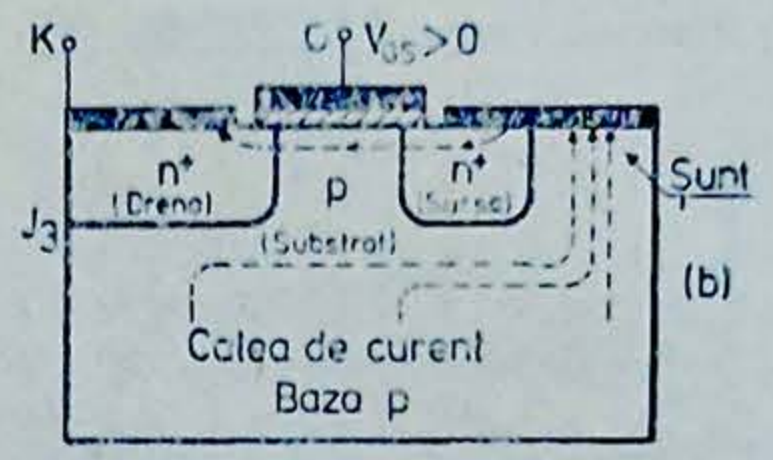


Fig. 5.52. Ilustrarea căii de curent în zona de catod a unui tiristor utilizînd şunturi controlate de tranzistoare MOS cu canal n indus: *a*) cazul şuntului inactiv; *b*) cazul şuntului înseriat în calea de semnal.

Cînd tensiunea aplicată pe poarta structurii MOS este nulă sau negativă ($V_{GS} \leqslant 0$), tranzistoul MOS este blocat (figura 5.52, *a*.). În acest caz, curentul prin structura verticală a tiristorului urmează traseul: baza p — emitorul n^+ — metalizarea de catod, adică nu este afectat de prezenţa fizică a şuntului (*cazul şuntului decuplat*). Pozitivarea terminalului G al structurii MOS determină formarea stratului de inversiune (n) la interfaţa dintre oxid şi substratul (baza) p (vezi figurile 5.27. şi 5.52, *b*.). Canalul de inversiune astfel format între cele două regiuni n^+ conectează electric zona emitorului de catod (n^+) cu cea a şuntului. Intrarea în conducţie a TEC-MOS crează astfel o cale de semnal, paralelă cu planul joncţiunii metalurgice J_3. „*Scurt-circuitarea*" joncţiunii J_3 se efectuează pe traseul de curent: baza p — metalizarea şuntului — stratul n^+ al sursei — canalul de inversiune — emitorul (drena) n^+ — metalizarea de catod. Înserierea şuntului în calea de semnal are ca efect „ocolirea" joncţiunii J_3 de către curentul care tranzitează structura verticală a tiristorului. La îndepărtarea tensiunii pozitive V_{GS}, tranzistorul MOS se blochează întrerupînd astfel conexiunea electrică dintre metalizarea şuntului şi cea de catod [38].

În configuraţia controlată de un TEC-MOS cu canal p indus ($PMOS$) din figura 5.53., zona de şuntare a joncţiunii J_3 este formată din porţiunea metalizării de catod care se extinde peste stratul p, implantat la periferia emitorului n^+ şi structura MOS. Marginea laterală a emitorului de catod n^+, situată între drena (baza) p şi stratul p al sursei TEC-MOS, are rolul de substrat. Atunci cînd tranzistorul MOS este blocat ($V_G \geqslant 0$), calea de curent din baza p înspre contactul de catod trece direct prin joncţiunea J_3 (*cazul şuntului inactiv*, figura 5.53, *a*). Atunci cînd tensiunea negativă, aplicată pe terminalul G, are o valoare suficient de mare pentru a crea un strat de inversiune la interfaţa substratului n^+ cu oxidul, tranzistorul MOS intră în conducţie, stabilind astfel o cale de şuntare a joncţiunii J_3 pe traseul: baza p — canalul de inversiune — sursa p — metalizarea de catod (figura 5.53, *b*.).

Starea normală a tranzistoarelor MOS cu canal indus, utilizate în configuraţiile 5.52. şi 5.53., este cea de blocare („*normally — off*"). În unele ca-

* Cele două zone n^+ se pot implementa tehnologic simultan.

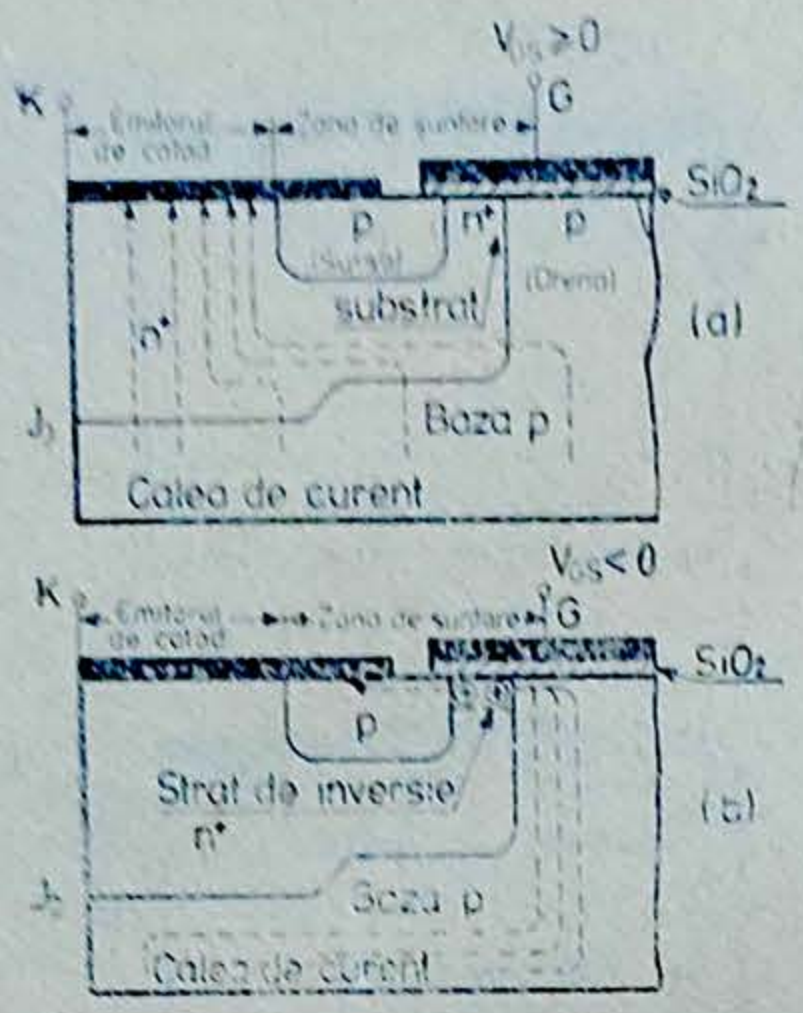


Fig. 5.53. Calea de semnal într-un tiristor cu șunturi de catod controlate de structuri *MOS* cu canal *p* indus: *a*) cazul șuntului inactiv; *b*) cazul șuntului inserat în calea de semnal.

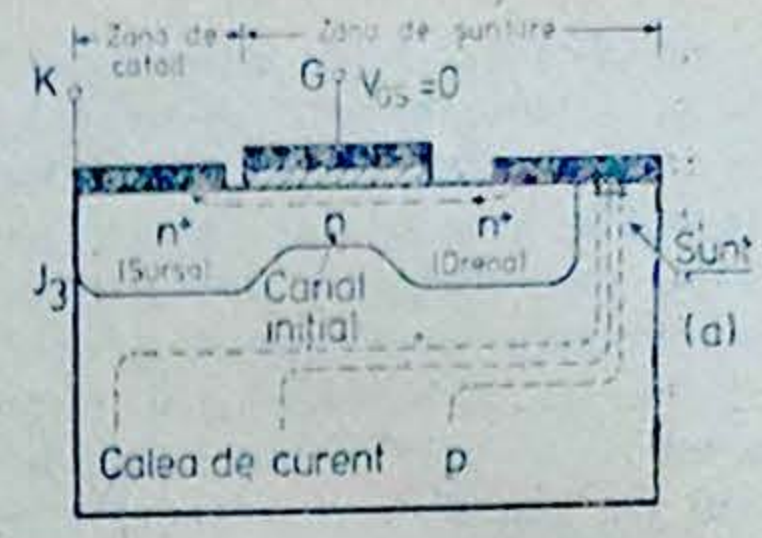


Fig. 5.54. Calea de semnal într-un tiristor cu șunturi de catod controlate de structuri *MOS* cu canal *n* inițial; *a*) cazul șuntului inserat în calea de semnal; *b*) cazul șuntului inactiv.

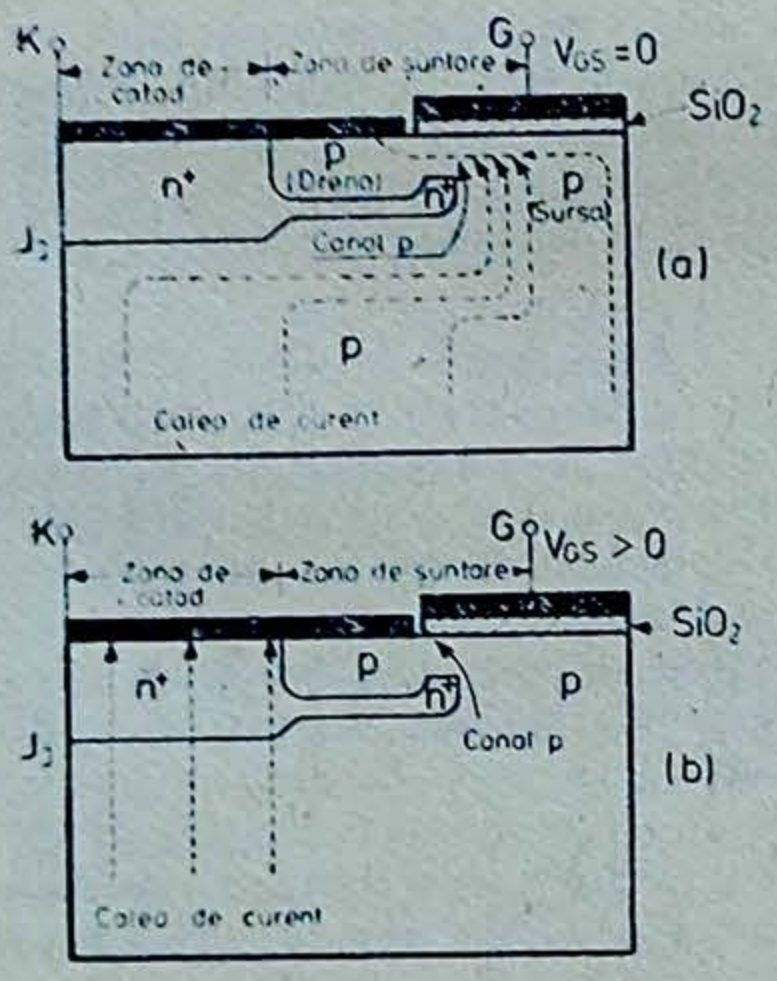


Fig. 5.55. Calea de semnal într-un tiristor cu șunturi de catod controlate de structuri *MOS* cu canal *p* inițial: *a*) cazul șuntului inserat în calea de curent; *b*) cazul șuntului inactiv.

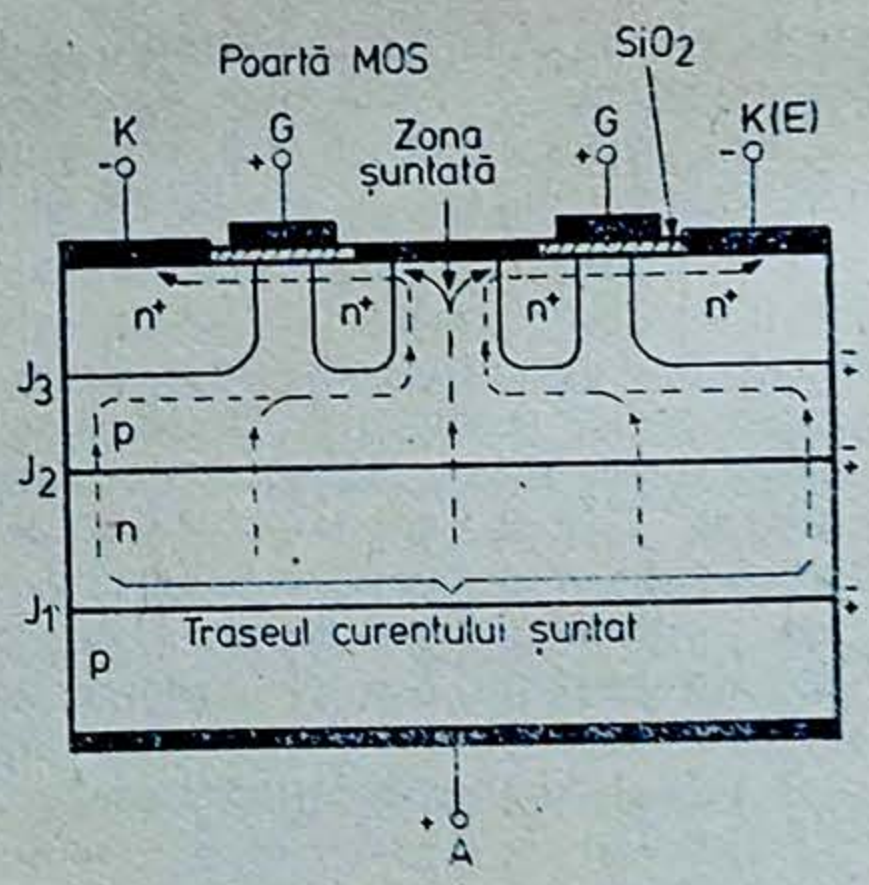


Fig. 5.56. Ilustrarea modalității de utilizare a șunturilor controlate de structuri *MOS* pentru minimizarea efectelor curentului rezidual într-un tiristor aflat în starea de blocare în direct.

zuri, este avantajoasă utilizarea *TEC-MOS cu canal inițial* care, în stare normală (în absența semnalului de poartă), se află în conducție directă („*normally on*"). Cele două variante de șunturi, controlate de tranzistoare *MOS* cu canal inițial, sînt ilustrate în figurile 5.54. și 5.55.

Zona de catod a unui tiristor cu șunt controlat de un *TEC-MOS* cu canal inițial *n* este prezentată în figura 5.54. Regiunea n^+ a emitorului, care are rolul de sursă (*S*), este conectată la drena (*D*) *TEC-MOS* prin canalul inițial *n*. Oxidul (SiO_2) și metalizarea porții (*G*) se extind pe toată lungimea canalului *n*. Șuntul propriu-zis constă din calea directă de semnal din baza *p* la metalizarea drenei. Atunci cînd tensiunea pe poarta structurii *MOS* este nulă ($V_G = 0$), tranzistorul *MOS* se află în conducție directă, conectînd șuntul în calea de semnal. Traseul curentului înspre metalizarea de catod ocolește în acest caz joncțiunea J_3, urmînd calea: baza *p* — șunt — metalizarea șuntului — zona n^+ a drenei — canalul *n* — emitorul (sursa) n^+ — metalizarea de catod (figura 5.54, *a*.). În cazul cînd tensiunea negativă aplicată pe poarta *TEC-MOS* ($V_G < 0$) este suficientă pentru a „sărăci" de purtători canalul *n*, dispozitivul *MOS* se blochează, decuplînd astfel șuntul din calea de semnal. Curentul tranzitează în acest caz *direct* din baza *p* — via joncțiunea J_3 — înspre metalizarea de catod (figura 5.54, *b*.).

În varianta șuntului controlat de un *TEC-MOS* cu canal inițial de tip *p* (figura 5.55.), zonele bazei *p* locate sub oxid și sub metalizarea de catod joacă rolul sursei (S), respectiv cel al drenei (*D*). Cele două zone sînt unite printr-un canal inițial subțire de tip *p*. Atunci cînd tensiunea pe poarta structurii *MOS* este nulă ($V_G = 0$), tranzistorul *MOS* se află în conducție directă, șuntînd astfel joncțiunea J_3 a tiristorului (figura 5.55, *a*.). În cazul cînd tensiunea pozitivă aplicată pe poarta *TEC-MOS* ($V_G > 0$) are o valoare suficient de mare pentru a „sărăci" de purtători canalul *p*, tranzistorul *MOS* se blochează, închizînd astfel calea directă de semnal din baza *p* înspre metalizarea de catod (figura 5.55, *b*.). Unicul traseu de curent din baza *p* la metalizarea de catod este în acest caz prin joncțiunea J_3.

Utilizarea practică a șunturilor controlate de structuri *MOS* în vederea diminuării efectului curentului rezidual într-un tiristor aflat în starea de blocare directă este ilustrată în figura 5.56. Prin polarizarea adecvată a porții (*G*) structurilor *MOS*, o fracțiune însemnată a curentului rezidual „ocolește" joncțiunea J_3, urmînd traseul: baza *p* — șunt — metalizarea șunturilor — structura *MOS* — metalizarea de catod.

5.5. TIRISTOARELE *GTO* ÎN SISTEMUL DISPOZITIVELOR SEMICONDUCTOARE DE PUTERE ACTIVE: PREZENT ȘI PERSPECTIVE

Locul tiristoarelor *GTO* în sistemul dispozitivelor semiconductoare de putere active este ilustrat în tabelul 5.1. Primul criteriu al comparației este cel al stării normale a dispozitivului: în conducție directă („*ON*") sau de blocare („*OFF*"). Dispozitivele cu starea normală „*ON*" sînt indezirabile în comutația de putere, întrucît ele necesită aplicarea semnalelor de blocare pe terminalul lor de comandă în momentul alimentării circuitului de forță. Acest criteriu elimină din prezentarea ulterioară tranzistorul cu efect de cîmp

Tabelul 5.1. **Comparaţie între caracteristicile principale ale dispozitivelor semiconductoare de putere active**

Caracteristica dispozitivului	Tranzistor bipolar	Tiristor GTO	TEC-MOS de putere	TEC-J de putere	SIT/FCT	Tranzistor cu poartă izolată (IGT)
Starea normală	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF
Tensiunea de blocare în invers (*volţi*)	50	500—4 500	0	0	500—3 000	200—1 800
Tensiunea de blocare în direct (*volţi*)	50—1 000	500—6 000	40—500	50—500	500—3 000	200—1 500
Densitatea de curent în conducţie directă* (A/cm^2)	40	200	10	4	200	200
Densitatea curentului de suprasarcină** (A/cm^2)	3x	10x	5x	5x	10x	5x
Frecvenţa maximă de lucru (*kHz*)	50	10	20 000	200 000	20	50
Puterea necesară pentru comanda porţii/bazei	mare	medie	f. mică	mică	medie	f. mică
Temperatura maximă de lucru (°C)	150	125	200	200	200	200
Capabilitatea în dV/dt	medie	bună	f. bună	f. bună	bună	f. bună
Capabilitatea în di/dt	medie	bună	f. bună	f. bună	medie	f. bună
Rezistenţă la radiaţii	slabă	slabă	medie	bună	bună	medie

* Comparaţie efectuată pentru dispozitive cu tensiuni de blocare de 500 V, operate la o cădere de tensiune în conducţie directă de $V_{TM} = 2$ V.

** Capabilitatea în curent de suprasarcină este specificată ca multiplu al densităţii de curent în conducţie directă.

(TEC-J) și tiristorul *SI/FC*, a căror stare normală este cea de „*ON*"*. Un criteriu fundamental în alegerea unui dispozitiv îl constituie puterea necesară pentru comanda porții/bazei. În cazul **dispozitivelor controlate în curent** (tranzistorul bipolar și tiristorul *GTO*), puterea consumată în circuitul de intrare este relativ ridicată, ceea ce se reflectă în complexitatea și costul circuitelor de comandă (vezi capitolul 6). **Dispozitivele controlate integral în tensiune** *(TEC-MOS* și *IGT)* necesită puteri de comandă pe poartă extrem de reduse, ceea ce permite simplificarea marcantă a circuitelor electronice de comandă.

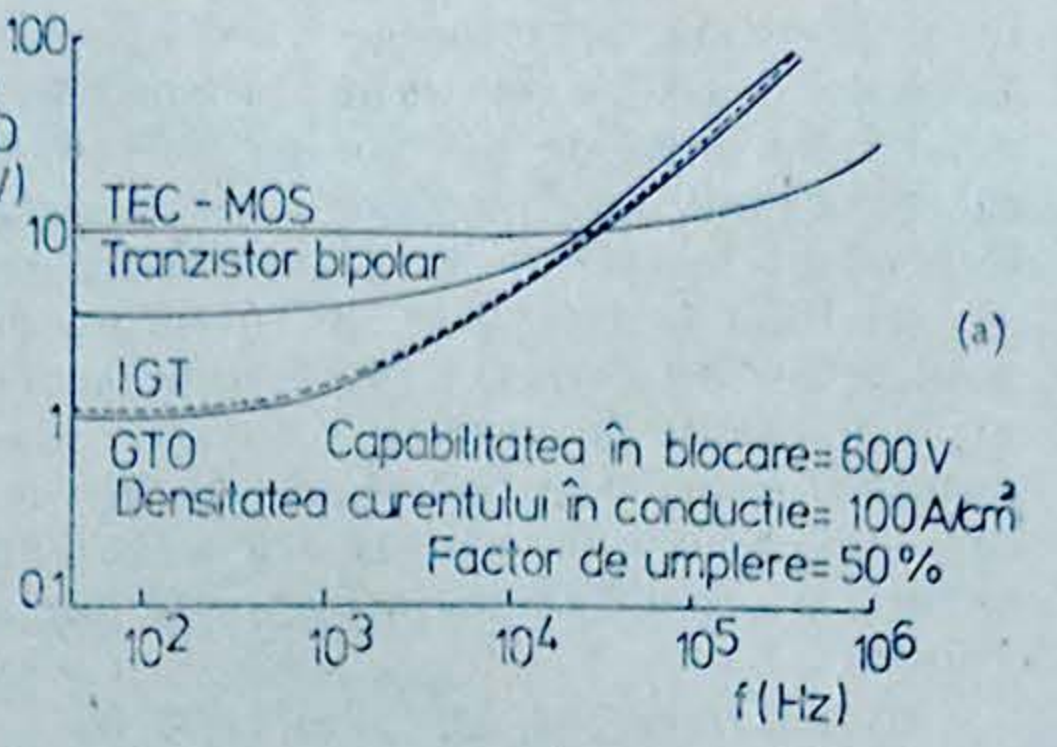


Fig. 5.57. Comparație a disipărilor de putere — în funcție de frecvență — pentru cîteva tipuri de dispozitive de putere cu tensiuni de blocare de 600 V (*a*) și 1 200 V (*b*).

Performanțele globale ale oricărui dispozitiv activ de comutație sînt limitate în ultimă instanță de disipările de putere P_D, care determină creșterea ΔT a temperaturii joncțiunii T_{cj} față de cea ambiantă T_A (vezi relația 1.80.). Pentru $T_A = 25°C$, $\Delta T = 100°C$ și rezistențe termice tipice de $R_{thj-c} \simeq 1°C/W$, puterea maximă disipată pe unitatea de arie a unui dispozitiv trebuie menținută sub 100 W/cm².

Disipările de putere P_D provin din pierderile în conducție directă și cele de comutație (vezi § 6.7.4.). În figura 5.57. se efectuează o comparație a dispozitivelor de putere, operate în condiții aproape identice, potrivit criteriului puterii disipate P_D. Dependența puterii disipate de frecvență a fost calculată cu relația (6.45.) și datele din Tabelul 5.2. În calcule s-a considerat

Tabelul 5.2. **Parametrii dispozitivelor semiconductoare de comutație utilizați în calculul disipării de putere**

Tipul dispozitivului V_{DRM}	Căderea de tensiune în direct V_F (V) la 100 A/cm^2		Timpul de blocare t_{off} (μs)
	600 V	1 200 V	
Tranzistor bipolar	6,65	26,70	1
Tiristor GTO[1]	2,1	2,7	1
TEC-MOS	20	80	0,1
IGT[2]	2,45	2,85	1

[1] Dopat cu aur
[2] Iradiat cu electroni

* În prezent, există tiristoare *SI,FC* de $\simeq 500$ V cu starea normală de „*OFF*" (vezi § 5.3.3). Dispozitivele *TEC-J* de putere și *SIT/FCT* sînt utilizate în acele aplicații, în care sînt puse în valoare caracteristicile lor specifice.

că dispozitivele sînt supuse în starea *ON* impulsurilor de curent cu densitatea de ~ 100 A/cm² avînd factorul de umplere de 50 %. Sînt specificate valorile tensiunii de blocare în direct (600 V și 1 200 V), corelate univoc cu căderea de tensiune (pierderile) în conducție directă (vezi §.2.7. și figura 6.34). Dependențele trasate în figura 5.57. relevă următoarele particularități:

1) Pînă la frecvențe de comutare de $f \simeq 1$ kHz, disipările de putere minime se înregistrează în tiristoarele *GTO*. Aceasta se explică prin faptul că, la frecvențe de comutație f relativ joase, ponderea principală în valoarea puterii P_D este deținută de pierderile în conducție directă P_o (vezi relația 6.27.) care sînt minime în cazul tiristoarelor *GTO*. Rezistența scăzută în starea *ON* explică și capabilitatea excelentă în supracurent a dispozitivelor *GTO* (vezi Tabelul 5.1.).

2) La frecvențe de comutare de ordinul kilohertzilor, pierderile de putere P_D sînt practic identice în dispozitivele *GTO* și *TPI/IGT*. Această particularitate derivă din similitudinile structurale ale celor două dispozitive, fapt care se traduce prin valori apropiate ale căderilor de tensiune în direct și ale timpilor de blocare t_{off}. Făcînd abstracție de puterile consumate pe poartă, dintre toate dispozitivele examinate pierderile de putere P_D cele mai reduse pînă la frecvența $f \simeq 10$ kHz se înregistrează în tiristoare *GTO* și în tranzistoare cu poartă izolată (*IGT*). Un comportament similar cu cel al *GTO* îl au tiristoarele *SI*.

3) Pierderile considerabile de putere pe *TEC-MOS* se explică prin natura unipolară a curentului, fapt reflectat în valoarea rezistenței în starea de conducție R_{ON} (vezi relația 5.15.).

Dispozitivele de putere comparate acoperă gama frecvențelor de funcționare de 50 Hz...1 MHz, în care nivelul puterilor comutate se extinde de la ~ 100 W pînă la 1 MW. Capabilitățile maxime în curent și tensiune atinse în anul 1988 de principalele dispozitive semiconductoare active sînt indicate în figura 5.58., în care este ilustrată și limitarea în frecvență a puterii maxime comutate (vezi § 6.7.4.). Se remarcă faptul că, pentru aplicații de tensiune înalte (⩾ 2 000 V) și nivele ale puterii comutate de peste 100 kW, singurul dispozitiv existent în prezent este tiristorul *GTO*. Pe locul al doilea se situează configurațiile Darlington, care au extins capabilitatea maximă în putere a tranzistoarelor bipolare la peste ~ 50 kW. Creșterea rapidă în ultimii ani a capabilității în putere a *TEC-MOS* pînă la ~ 10 kW s-a datorat în principal reducerii rezistenței în conducție directă (R_{ON}) de la ~ 100 miliohmi în 1980 la ~ 2 miliohmi în 1988. Sporirea pe această cale a capabilității în curent a *TEC-MOS* a implicat tranziția de la integrarea a ~ 2 500 de celule elementare într-un singur dispozitiv (nivel tipic pentru anul 1980) la peste 200 000 (în anul 1988). Capabilitatea în putere a tranzistoarelor cu poartă izolată (*TPI/IGT*), concepute relativ recent (1982), a depășit-o deja pe cea a tranzistoarelor *MOS*. În prezent, există dispozitive *MOS-IGT* capabile să comute nivele de putere cuprinse între 10 kW și 40 kW [4] [6].

Examinarea tendințelor din ultimii cinci ani indică creșterea continuă a capabilității în putere a tuturor dispozitivelor active de comutație, odată cu rafinarea conceptelor și a tehnologiilor de fabricație [4] [6] [41] [42]. Domeniul cel mai dinamic se anunță a fi cel al dispozitivelor bipolare cu poartă izolată (*MOS-IGT*), a căror capabilitate în putere a crescut de ~ 3,4 ori la fiecare doi ani (începînd cu anul 1983) [42]. Dispozitivle *TPI/IGT* vor atinge în 1990—1991 capabilități maxime de blocare în tensiune de ~ 2 500 V și nivele de curenți de ~ 100 A, penetrîndu-se astfel într-un domeniu al

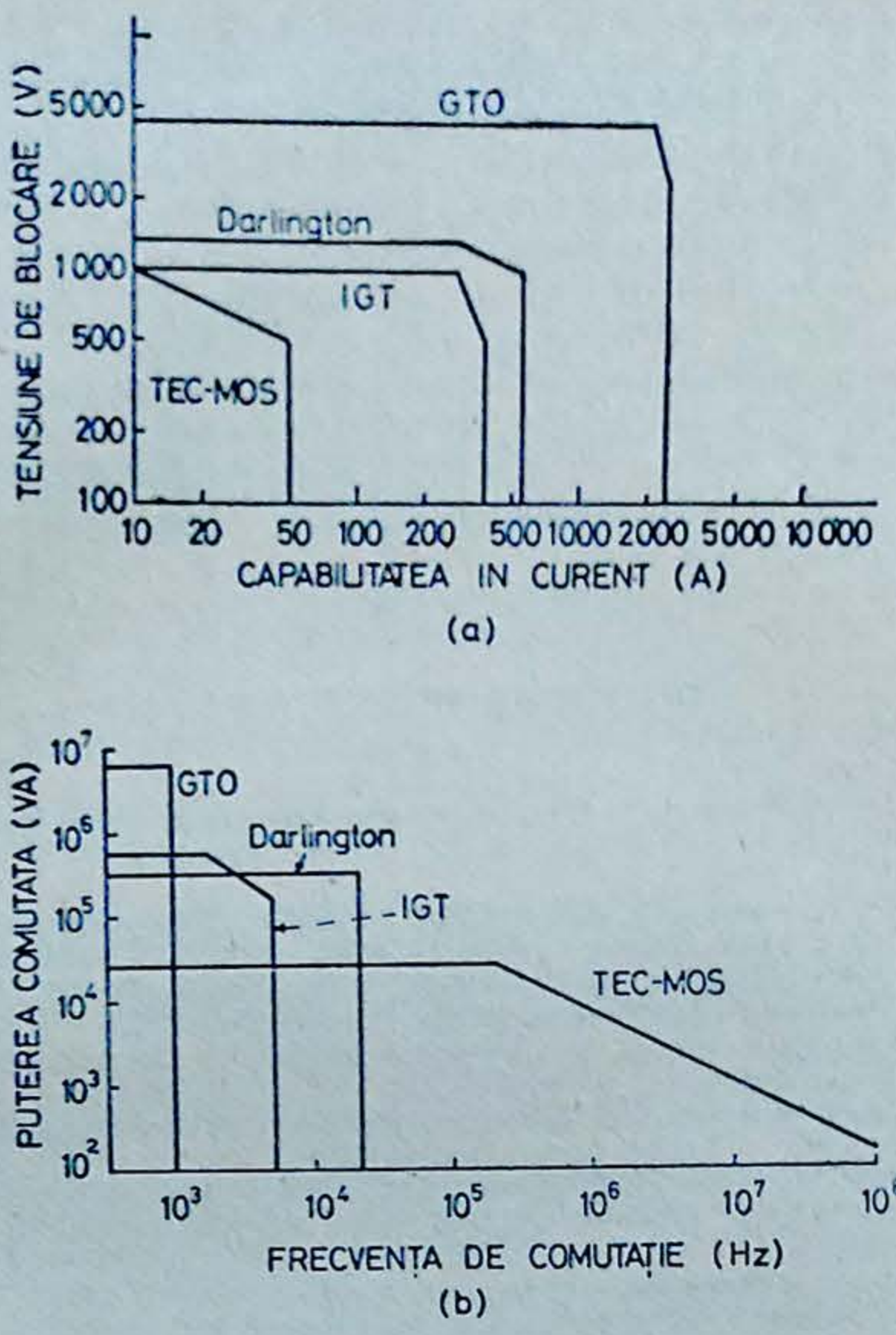


Fig. 5.58. Capabilitatea maximă în curent și tensiune a tipurilor principale de dispozitive de putere existente în anul 1988 (*a*) cu indicarea limitărilor introduse de frecvența de comutație asupra capabilității în putere (*b*).

puterilor rezervat în prezent exclusiv tiristoarelor *GTO* și dispozitivelor *SIT/FCT* (vezi Tabelul 5.1.). Grație consumului lor practic nul de putere pe poartă, reflectat în cerințele modeste emise față de circuitele de comandă aferente, tranzistoarele cu poartă izolată (*IGT*) vor înlocui treptat tiristoarele *GTO* și dispozitivele *SIT/FCT* în aplicații definite prin curenți de pînă la 100 A și tensiuni de pînă la 2 500 V. În consecință, utilizările tiristoarelor *GTO* bipolare și ale dispozitivelor *SIT/FCT* se vor restrînge la comutația puterilor foarte mari, caracterizate prin curenți de peste 100 A și tensiuni superioare limitei de 2 500 V. O concluzie similară este validă în ceea ce privește destinația funcțională a tranzistoarelor bipolare de putere, capabile de a comuta curenți de pînă la 100 A. În perspectivă, domeniile de utilizare ale tiristoarelor *GTO* și *SI/FC*, precum și ale tranzistoarelor bipolare, vor deveni strict doar cele care nu vor putea fi deservite de dispozitive controlate intern de structuri *MOS* (*TEC-MOS* și *TPI/IGT*). Creșterea capabilității în curent și tensiune a tranzistoarelor *MOS* se prognozează a fi relativ modestă pînă în 1995, fiind practic limitată tehnologic de abilitatea de a se realiza dispozitive de arii (curenți) mari cu un randament

de fabricație satisfăcător. Domeniul de aplicație rezervat tranzistoarelor *MOS* de putere va fi cel al frecvențelor înalte (> 100 kHz) la tensiuni joase (⩽ 100 V) și curenți sub 100 A [4] [6] [42].

Estimările prezentate au ca termen de referință performanțele actuale ale dispozitivelor semiconductoare de putere active. Mutațiile profunde în domeniul dispozitivelor semiconductoare de putere vor proveni pînă în anul 1995 din rafinarea tehnologică a conceptului de *„tiristor controlat de structuri MOS* (**MCT** = **M***OS* — *controlled* **t***hyristor*“) [38] — [40], precum și utilizarea compușilor III—V (*GaAs* și *InP*) în fabricația structurilor bipolare. Conceptul *MOS GTO* (*MCT*) va relansa tiristoarele cu blocare pe poartă ca dispozitive operaționale și sub limita de 2 500 V/100 A, în special în acele aplicații în care funcționarea fiabilă în regim de suprasarcină joacă un rol important [4] [6] [42].

BIBLIOGRAFIE SELECTIVĂ

1. *A. Silard*, **„New developments in the area of gate turn-off thyristors“** (Invited), in : *Proc. 4th Brazilian Workshop on Microelectronics*, PROMOCET (Campinas — Sao Paulo), pp. 371—378, 1983.
2. *M. S. Adler, K. W. Owyang, B. J. Baliga, R. A. Kokosa*, **„The evolution of power device technology“**, *IEEE Trans. Electron Devices*, **ED-31**, pp. 1 570—1 591, Nov. 1984.
3. *P. D. Taylor*, **Thyristor Design and Realization**, Wiley, New York, 1987.
4. *B. J. Baliga*, **Modern Power Devices**, Wiley, New York, 1987.
5. *R. Sittig, P. Roggwiller (editors)*, **Semiconductor Devices for Power Conditioning**, Plenum Press, New York, 1982.
6. *** * * Abschaltbare Elemente der Leistungselektronik und ihre Anwendungen**, ETG — Fachbericht 23, VDE — Verlag GmbH, Berlin, 1988.
7. *A. P. Silard, F. I. Țurțudău, M. N. Mărgăril, B. B. Kosa*, **„High — power double — interdigitated (TIL) GTO/GAT thyristors“**, *IEEE Trans. Electron Devices*, **ED-34**, pp. 1 807—1 815, Aug. 1987.
8. *S. M. Sze*, **Physics of Semiconductor Devices**, Wiley, New York, 1981.
9. *J. Nishizawa, K. Nonaka, T. Tamamushi*, **„Static induction thyristor“**, in : *Semiconductor Technologies* (J. Nishizawa, editor) „North — Holland, Amsterdam, 1984, pp. 89—120.
10. *B. J. Baliga, D. Y. Chen (editors)*, **Power Transistors : Device Design and Applications**, IEEE Press : New York, 1984.
11. *D. Silber, H. Schlangenotto, H. Berg*, **„Recent developments in actuators : GTO and related devices“**, *Sensors and Actuators*, vol. **4**, pp. 207—220, 1983.
12. *S. K. Ghandhi*, **Semiconductor Power Devices**, Wiley, New York, 1977.
13. *P. S. Raderechl*, **„The development of a gate-assisted turn-off thyristor for use in high-frequency applications“**, *Int. J. Electronics*, **36**, pp. 399—416, 1974.
14. *E. S. Schlegel*, **„Gate-assisted turnoff thyristors“**, *IEEE Trans. Electron Devices*, **ED-23**, pp. 888—892, Aug. 1976.
15. *J. Shimizu, H. Oka, S. Funakawa, H. Gamo, T. Iida, A. Kawakami*, **„High-frequency, high-power gate-assisted turn-off thyristor for high-frequency use“**, *IEEE Trans. Electron Devices*. **ED-23**, pp. 883—887, Aug. 1976.
16. *H. B. Assalit, G. H. Studtmann*, **„Description of a technique for the reduction of thyristor turn-off time“**, *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. **21**, pp. 416—420, July 1974.
17. *A. Silard, F. Țurțudău, M. Mărgăril, M. Luca*, **„Gate-assisted turn-off efect in TIL-type thyristors“**, *IEEE Electron Device Letts.*, **EDL-6**, pp. 602—603, Nov. 1985.
18. *A. Silard, F. Țurțudău, M. Mărgăril*, **„High-power, TIL-type gate-assisted turn-off thyristors“**, *Int. J. Electronics*, vol. **60**, pp. 347—359, 1986.
19. *A. Silard, F. Țurțudău, M. Mărgăril*, **„Influence of technological factors on TIL GATTs performance“**, *Rev. Roum. Sci. Techn. Electrotechn. et Energ.*, **vol. 32**, pp. 205—209, No. 2, 1987.
20. *A. Silard, C. Ștefan, F. Floru, F. Țurțudău, G. Dumitrescu*, **„Ultrahigh voltage double-interdigitated (TIL) gate-assisted turn-off thyristors“**, *Electron. Letts.* vol. **24**, pp. 188—190, No. 3, 1988.
21. *A. Silard*, **„Importance of the n-base width in the turn-off performance of TIL GATTs“**, *IEEE Electron Device Letts*, vol. **EDL-7**, pp. 546—548, Sept. 1986.

22. *A. Silard, M. Dufă*, „**The importance of the *n*-base in p-n-p-n-like structures subjected to dV/dt ramps**“, *IEEE Electron Device Letts*, **EDL-9**, pp. 197—199, May 1988.
23. *R. Barandon, P. Laurenceau*, „**Power bipolar gridistor**“, *Electron. Letts*, vol. **12**, pp. 486—487, 1976.
24. *D. E. Houston, S. Krishna, D. E. Piccone, R. J. Fiňke, Y. S. Sun*, „**A field-terminated diode**“, *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. **ED-23**, pp. 905—911, Aug. 1976.
25. *J. Nishizawa, K. Nakamura*, „**Characteristics of new thyristors**“, *Jap. J. Appl.* Phys, **vol. 16**, Suppl. 16-1, pp. 541—544, 1976.
26. *B. J. Baliga*, „**The asymmetrical field-controlled thyristor**“, *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. **ED-27**, pp. 1 262—1 268, 1980.
27. *B. J. Baliga*, „**Enhancement — and depletion — mode vertical-channel M.O.S. gated thyristors**“, *Electron. Letts.*, **vol. 15**, pp. 645—647, No. 20, 1979.
28. *J. Tihanyi*, „**Functional integration of power MOS and bipolar devices**“, 1980, *IEDM Techn. Dig.*, pp. 75—78, Washington, 1980.
29. *J. D. Plummer, B. W. Scharf*, „**Insulated gate planar thyristors**“, *IEEE Trans. Electron Devices*, **ED-27**, pp. 380—394, Febr. 1980.
30. *S. Hachad*, „**Contribution a l'etude des mecanismes de commutation bistable dans les association monolithiques des composants bipolaires et MOS**, Teză de doctorat, L'Université de Toulouse, France, 1984, pp. 107.
31. *B. J. Baliga, M. S. Adler, P. V. Gray, R. Love, N. Zommer*, „**The insulated gate rectifier (IGR) : A new power switching device**“, 1982 *IEEE IEDM Digest, Washington*, pp. 264—267, 1982.
32. *J. P. Russel, A. M. Goodman, L. A. Goodman, J. M. Neilson*, „**The COMFET — A new high-conductance MOS-gated device**“, *IEEE Electron Device Letts*, vol. **EDL-4**, pp. 63—65, 1983.
33. *A. Nakagawa, H. Ohashi*, „**600-and 1 200 V bipolar mode MOSFET's high current capability**“, *IEEE Electron Device Letts*, **EDL-6**, pp. 378—380, July 1985.
34. *A. Nakagawa, Y. Yamaguchi, K. Watanabe, H. Ohashi*, „**Safe operating area for 1 200 V —nonlatchup bipolar mode MOSFET's**, *IEEE Trans. Electron Devices*, **vol. ED-34**, pp. 351—355, Febr. 1987.
35. *A. Nakagawa, Y. Yamaguchi, K. Watanabe, H. Ohashi, M. Shimbo*, „**1 800 V non-latch-up bipolar-mode MOSFET's (IGBT) fabricated by silicon wafer direct bonding**“, *18th ICSSDM Techn. Digest*, Tokyo, pp. 89—92, 1986.
36. *D. S. Kuo, C. Hu*, „**An analytical model for the power bipolar — MOS transistor**“, *Solid-State Electron.*, **vol. 29**, pp. 1 229—1 237, No. 12, 1986.
37. *B. J. Baliga*, „**Analysis of insulated gate transistor turn-off**“, *IEEE Electron Device Letts*, **vol. EDL-6**, pp. 74—77, Febr. 1985.
38. *M. Stoisiek, H. Patalong*, „**Power devices with MOS-controlled emitter shorts**“, *Siemens. Forsch. u. Entwickl.-Ber.*, **Bd. 14**, pp. 45—49, Nr. 2, 1985.
39. *V. A. K. Temple*, „**MOS controlled thyristors (MCTs)**“, *1984 IEEE IEDM Techn. Digest*, pp. 282—285, 1984.
40. *M. Stoisiek, M. Beyer, W. Kiffe, H. J. Schultz, H. Schmid, H. Schwarzbauer, R. Stengl, P. Turkes, D. Theis*, „**A large area MOS-GTO with wafer repair technique**“, **1987** *IEEE IEDM Techn. Dig.*, pp. 666—669, Washington, 1987.
41. *H. Ohashi*, „**High power insulated gate bipolar transistors**“ (Invited), *20th ICSSDM Techn. Digest*, Tokyo, Paper A-2/1, 1988.
42. *A. Silard*, „**Trends in power semiconductor devices**“ (Invited), *2nd Int. Conf. on Electrical Drives*, 1988, P. Braşov, pp. 17 — 28.

6

CIRCUITE DE COMANDĂ PE POARTĂ ȘI APLICAȚII ALE TIRISTOARELOR *GTO*

6.1. CONSIDERAȚII GENERALE

Tiristoarele cu blocare pe poartă (*GTO*) sînt utilizate cu precădere în acele domenii, în care prezența lor asigură simplificarea atît a sistemelor de forță, cît și a circuitelor electronice de comandă. Folosirea tiristoarelor *GTO* — în locul altor dispozitive de putere — reduce greutatea, volumul și costul aparaturii electronice industriale și de larg consum. Încorporarea dispozitivelor *GTO* în aparate și sisteme electronice are ca efect ameliorarea substanțială a fiabilității în funcționare [1] — [9].

Performanțele aparaturii/instalațiilor cu dispozitive *GTO* sînt influențate într-o măsură considerabilă de circuitele comenzii pe poartă, care controlează secvențele de amorsare („*ON*"), respectiv de blocare („*OFF*"), ale tiristoarelor (figura 6.1). Sistemele de comandă pe poartă sînt formate de fapt din două blocuri, a căror funcționare secvențială este sincronizată în funcție de cerințele fiecărei aplicații concrete. Unul dintre blocurile menționate, utilizat pentru amorsarea dispozitivelor *GTO*, este practic identic cu sistemele similare de aprindere a tiristoarelor convenționale cu semnale pozitive de comandă pe poartă. Cel de al doilea bloc al sistemului de comandă furnizează semnalele negative de poartă, necesare stingerii dispozitivelor *GTO*.

Cerințele față de circuitele de amorsare ale dispozitivelor *GTO* sînt similare celor îndeplinite de circuitele de comandă ale tiristoarelor convenționale. Proiectarea etajelor finale de atac a porții nu comportă probleme deosebite, întrucît chiar tiristoarele *GTO* de curenți mari ($I_{TQRM} \geqslant 600$ A) pot fi amorsate într-un timp scurt cu ajutorul impulsurilor pozitive de amplitudine $I_{GFM} = 1 \ldots 2$ A și durate relativ reduse ($t_{gf} \leqslant 10\ \mu s$). Rata tipică de creștere a curentului de poartă (di_{GF}/dt) de ~ 1 A/μs este ușor obtenabilă cu ajutorul circuitelor clasice de comandă a tiristoarelor convenționale [1] — [12].

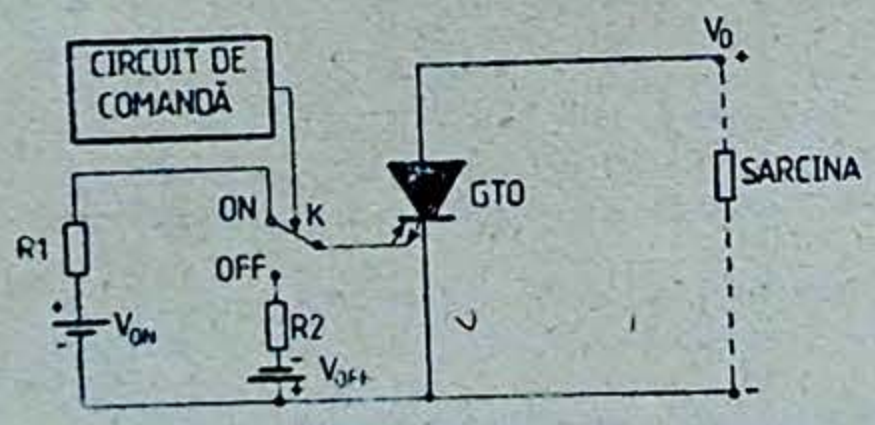


Fig. 6.1. Ilustrarea principiului comenzii pe poartă (*ON*/*OFF*) a unui tiristor *GTO*.

Cerințele față de circuitele de blocare pe poartă ale tiristoarelor *GTO* au următoarele particularități distinctive [1] — [14]:

1) Amplitudinea (I_{GRM}) și durata (t_{gr}) impulsurilor negative de comandă sînt superioare valorilor tipice

ale parametrilor corespunzători (I_{GFM}, t_{gf}) ai semnalelor de amorsare ($I_{GRM} \geqslant I_{GFM}$, vezi figura 4.48);

2) Valoarea tensiunii inverse maxime V_{RGM}, aplicabile între poartă și catod, este limitată de tensiunea de străpungere în avalanșă BV_{GK} a joncțiunii J_3 (vezi figura 3.6) care, la rîndu-i, limitează magnitudinea curentului maxim extras pe poartă (I_{GRM}) în procesul de stingere. Depășirea pragului BV_{GK} de către tensiunea V_{RGM} nu conduce la sporirea marcantă a eficienței de extracție pe poartă a curentului i_{GR}, întrucît valoarea acestuia din urmă este formată în acest caz nu numai din curentul evacuat din baza p_2 a GTO, dar și din curentul de avalanșă al joncțiunii poartă-catod. Funcționarea joncțiunii poartă-catod în regim de avalanșă un timp relativ îndelungat (zeci de microsecunde pînă la 100...200 μs) poate însă determina distrugerea tiristoarelor GTO [1] — [3].

3) Rezistența internă poartă-catod R_{GR}, „văzută" de etajul final de atac al porții G, își modifică substanțial valoarea în decursul procesului tranzitoriu de blocare (vezi figurile 1.30 și 4.29): de la aproximativ 10 miliohmi (la începutul timpului de stocare t_s) pînă la sute de ohmi (la sfîrșitul fazei t_f). Modificarea în limite atît de largi a rezistenței R_{GR} afectează regimul de lucru al etajului final de comandă al porții. Creșterea rezistenței interne R_{GR} în timpul procesului de stingere determină reducerea progresivă a curentului extras pe poartă i_{GR} (vezi figura 1.27, *b*.).

4) Rata de creștere a semnalului negativ de poartă (dv_{GR}/dt, di_{GR}/dt) trebuie să minimizeze timpul necesar stabilirii curentului i_{GR} la valoarea sa maximă I_{GRM} (vezi figura 1.27, *b*.). În cazul blocării tiristoarelor GTO de medie putere, caracterizate prin valori maxime ale curentului extras pe poartă de $I_{GRM} = 2\ A \ldots 10\ A$, rata tipică de creștere a curentului negativ de comandă de $(di_{GR}/dt) = 5$ A/μs implică timpi de creștere ai curentului i_{GR} de 0,4 μs...2,0 μs, ceea ce nu este critic din punctul de vedere al timpului de blocare al dispozitivelor. În cazul tiristoarelor de curenți mari ($I_{TQRM} \geqslant 600$ A) blocarea cu un cîștig $G_{off} = 3$ implică extragerea pe poartă a curentului $I_{GRM} \geqslant 200$ A care, pentru rate de creștere de $di_{GR}/dt = 5$ A/μs, ar fi atins în $\geqslant 40$ μs (!). Această durată este intolerabil de lungă raportată la timpul global de blocare al tiristoarelor GTO.

5) Natura sarcinii comutate (rezistivă, inductivă sau mixtă) impune propriile sale restricții asupra circuitelor de comandă (vezi figura 1.28. și § 6.7.1).

În proiectarea etajelor finale ale circuitelor de comandă pe poartă a tiristoarelor GTO de mare putere, obiectivul esențial constă în asigurarea extragerii eficiente a curenților I_{GRM} de ordinul sutelor de amperi și a ratelor de creștere di_{GR}/dt de 20 A/μs...30 A/μs, utilizînd surse de tensiune constantă de pînă la 30 V [5] [12] — [14].

6.2. CLASIFICAREA CIRCUITELOR DE COMANDĂ

Avantajele reale ale tiristoarelor GTO sînt puse în valoare numai prin structurarea/proiectarea optimală a circuitelor de comandă pe poartă, în funcție de particularitățile fiecărei aplicații concrete. Potrivit criteriului de conectare al etajelor finale de atac, circuitele de comandă se împart în [1] — [18]:

— **circuite cu cuplaj direct** între etajele de ieșire și poarta G;

— **circuite cu izolare galvanică** (realizată, de regulă, cu ajutorul transformatoarelor de impulsuri).

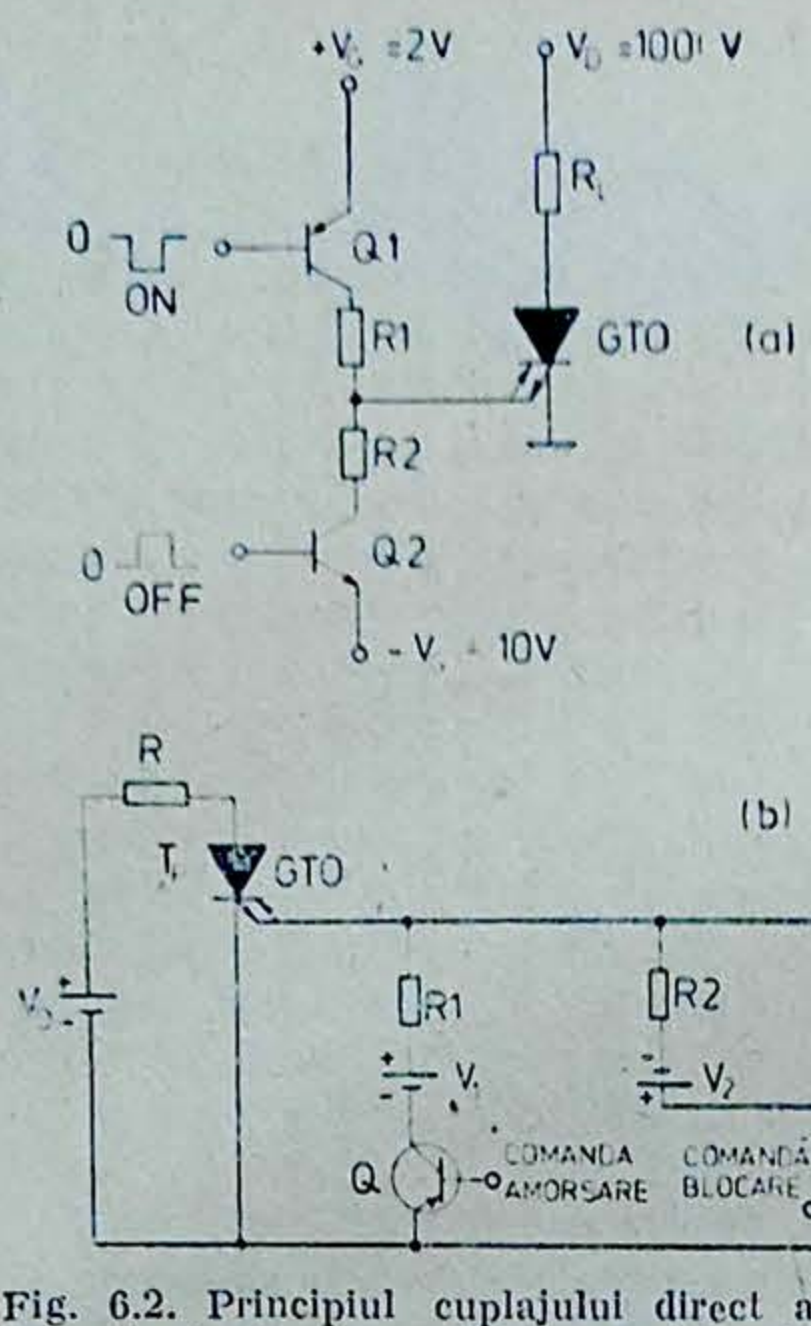
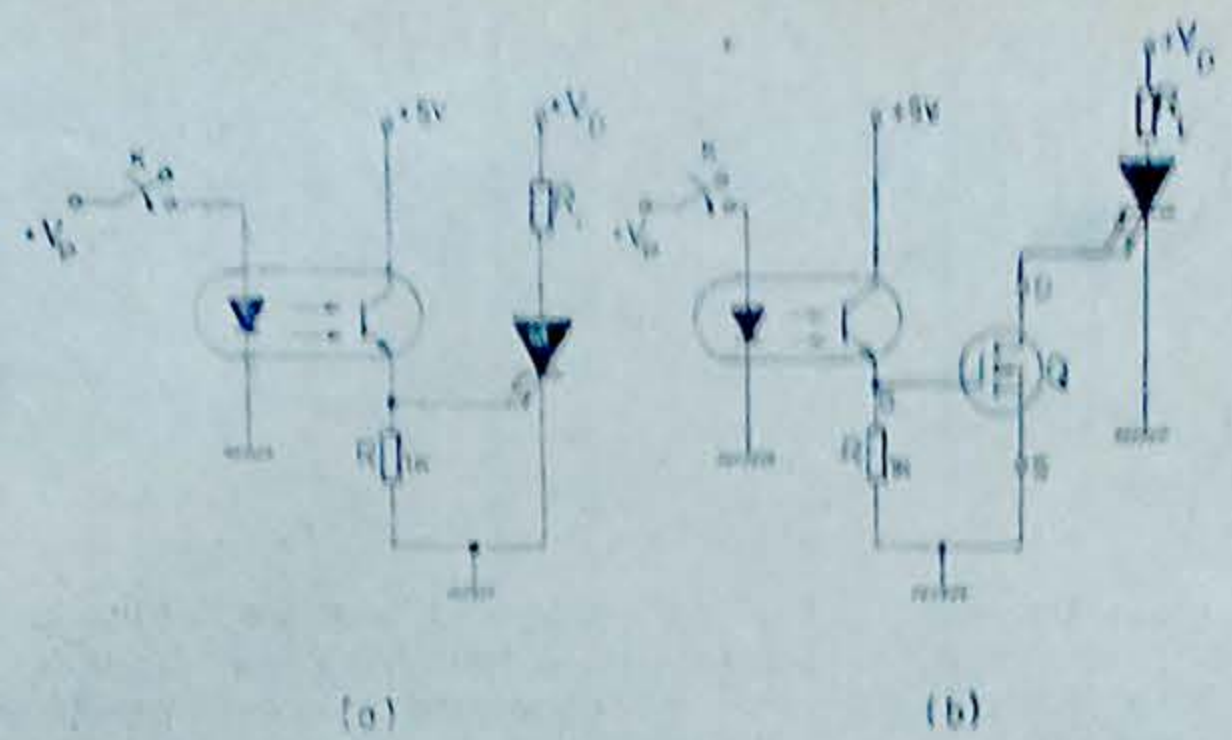


Fig. 6.2. Principiul cuplajului direct al etajelor finale de comandă pe poartă a tiristoarelor *GTO* de medie (*a*) și mare putere (*b*).

Izolarea galvanică a căii de semnal este adesea esențială în echipamente profesionale (de exemplu, în surse de putere în comutație sau în sisteme de control a turației motoarelor). Separația galvanică nu este însă imperativă în aparatura electronică de larg consum, în special atunci cînd problema costurilor are o importanță primordială [1] — [3].

Circuitele de comandă pe poartă se diferențiază și în funcție de gama frecvenței sau/și a factorului de umplere al impulsurilor generate. Spre exemplificare, frecvența de lucru a tiristoarelor *GTO* în surse de alimentare în comutație este de ordinul zecilor de kHz, iar factorul de umplere al impulsurilor de comandă variază tipic între 5% și 50%, în timp ce în sistemele de control pentru motoarele de curent alternativ, factorul de umplere variază într-o gamă extrem de largă (de la 1% la 99%), limita inferioară a frecvenței impulsurilor coborînd uneori pînă la sute de milihertzi [1] — [3].

Principiul clasic al comenzii directe pe poarta tiristoarelor *GTO* (figura 6.2, *a*) apelează la două etaje finale de atac, realizate cu tranzistoarele *Q*1 și *Q*2, care funcționează în contratimp. Atunci cînd tranzistorul *Q*2 este blocat, tranzistorul *Q*1 se află în starea de conducție (datorită impulsului negativ aplicat pe baza sa). Curentul de colector al tranzistorului *Q*1 constituie semnalul pozitiv (de amorsare) injectat în poarta tiristorului *GTO*. În scopul comutării dispozitivului *GTO* din starea de conducție directă în cea de „*OFF*“, circuitul de comandă blochează tranzistorul *Q*1, amorsînd simultan tranzistorul *Q*2 (prin pozitivarea bazei sale). Curentul de colector al tranzistorului *Q*2 este extras din poarta dispozitivului *GTO*, ceea ce determină blocarea tiristorului. În cazul tiristoarelor *GTO*, operate la curenți anodici $I_{TQRM} \geqslant$ 500 A, în locul unui singur tranzistor *Q*2 (figura 6.2, *a*.) se utilizează două sau chiar cîteva tranzistoare în conexiunea *Darlington*, fie un tiristor *GTO* auxiliar, adică dispozitive capabile de a acomoda semnale I_{GRM} reprezentînd 20%...25% din valoarea parametrului I_{TQRM}. O metodă alternativă, utilizînd un tiristor auxiliar convențional (T_A), este ilustrată în figura 6.2, *b*. Amorsarea tiristorului *GTO* se efectuează prin negativarea bazei tranzistorului *Q*. Stingerea dispozitivului *GTO* se produce în urma amorsării tiristorului auxiliar T_A, al cărui curent anodic este extras din poarta *GTO*. Dezavantajul acestei soluții rezidă în necesitatea utilizării unui circuit auxiliar de stingere periodică a tiristorului T_A (vezi figura 1.18.).



(a) (b)

Fig. 6.3. Ilustrarea principiului utilizării optocuploarelor pentru amorsarea (*a*) și blocarea (*b*) pe poartă a tiristoarelor *GTO*.

Izolarea galvanică se realizează, de regulă, cu ajutorul transformatoarelor de impulsuri [1] — [3]. În același scop pot fi utilizate optocuploarele (fotocuploarele), care permit decuplarea (separarea) galvanică a porții tiristorului *GTO* de circuitele de comandă (figura 6.3.). Controlul aprinderii/stingerii dispozitivului *GTO* se efectuează prin închiderea periodică a comutatorului electronic *K*. În cazul montajului din figura 6.3, *a*., căderea de tensiune pe rezistorul *R*, provocată de curentul de ieșire al optocuplorului, asigură semnalul pozitiv de comandă pe poartă, necesar amorsării tiristorului. În circuitul din figura 6.3. *b*., căderea de tensiune provocată pe rezistorul *R* de curentul optocuplorului determină intrarea în conducție a tranzistorului *Q* (*TEC-MOS* cu canal *n*, vezi § 5.4.1). Curentul drenă-sursă I_{DS} al tranzistorului *Q* este extras din poarta tiristorului *GTO*, determinînd astfel blocarea acestuia.

6.3. CIRCUITE DE COMANDĂ CU CUPLAJ DIRECT

6.3.1. Concepte și configurații de bază

Schema de bază pentru atacul pe poartă al tiristoarelor *GTO* de medi. putere (figura 6.4) utilizează două etaje cu tranzistoare bipolare (*Q1* și *Q2*) care funcționează în contratimp (vezi și figura 6.2, *a*.). Semnalul pozitiv de control ($e_c > 0$) deschide tranzistorul *Q1* și blochează tranzistorul *Q2*. Curentul furnizat de *Q1* este utilizat pentru amorsarea tiristorului *GTO*. În urma aplicării impulsului negativ de comandă ($e_c < 0$), tranzistorul *Q2* intră în conducție, iar *Q1* se blochează. Curentul de emitor al tranzistorului *Q2* este extras din poarta tiristorului *GTO*, determinînd blocarea acestuia. Inductanța L_G stabilește panta de creștere a curentului negativ de poartă (di_{GK}/dt).

Utilizarea tranzistoarelor *MOS* permite reducerea substanțială a puterii consumate în etajele finale de atac pe poartă. O variantă cu *TEC-MOS* (cu canal *n*), comandate în opoziție prin intermediul unui inversor, este prezentată în figura 6.5. Atunci cînd tensiunea de comandă este nulă ($e_c = 0$),

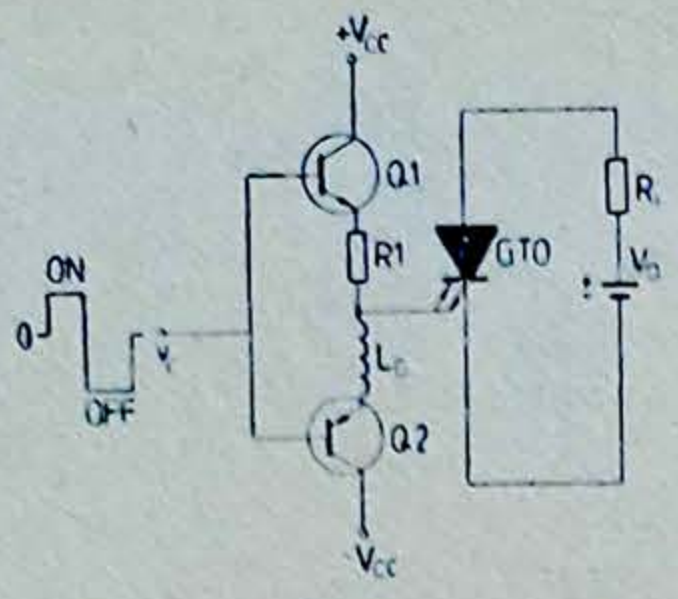


Fig. 6.4. Schema principială de bază utilizată pentru amorsarea și blocarea pe poartă a tiristoarelor *GTO*.

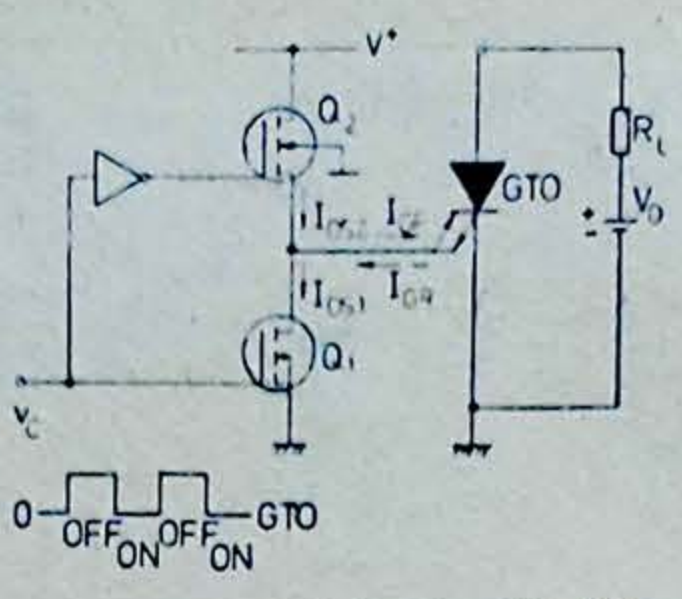


Fig. 6.5. Principiul utilizării tranzistoarelor *TEC-MOS* (cu canal *n*), funcționînd în contratimp, pentru comanda pe poartă (*ON*/*OFF*) a tiristoarelor *GTO*.

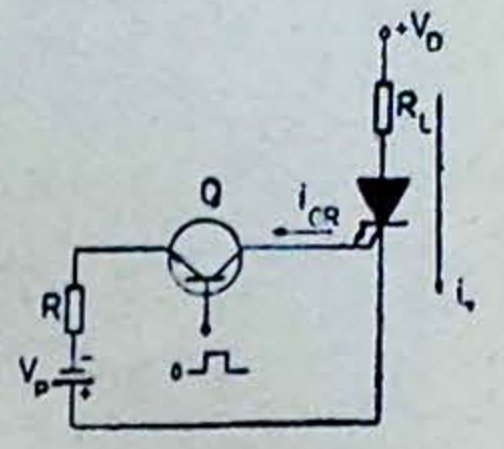
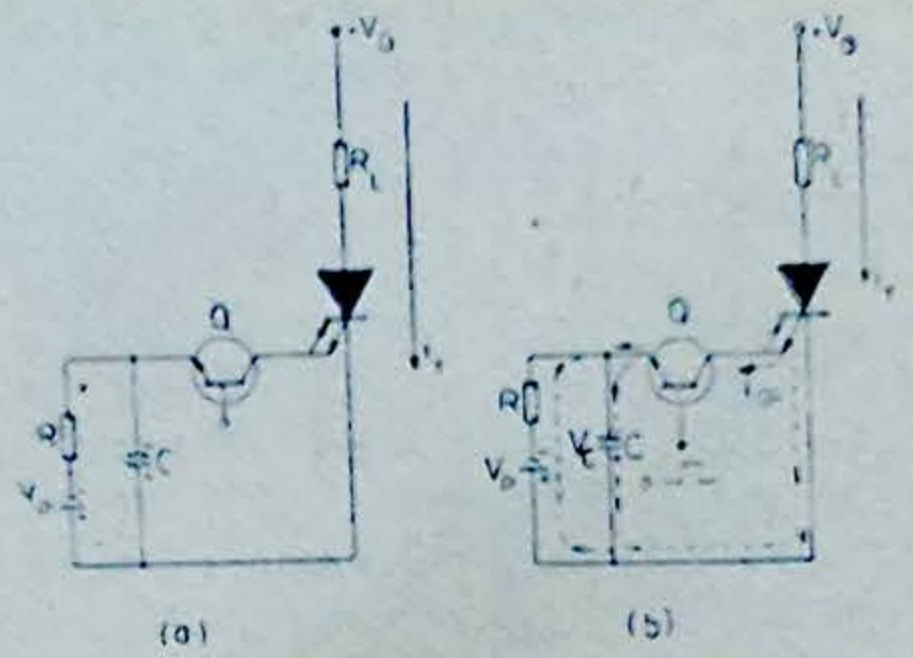


Fig. 6.6. Principiul elementar de blocare pe poartă a unui tiristor *GTO*.

tranzistorul *Q*2 se află în conducție, iar *Q*1 este blocat (semnal *ON* pentru *GTO*). Curentul drenă-sursă I_{DS2} ($= I_{GF}$) este injectat în poarta tiristorului, determinînd amorsarea acestuia. Atunci cînd tensiunea de control este pozitivă ($v_c > 0$), tranzistorul *Q*2 se blochează, iar *Q*1 trece în starea de conducție (semnal de *OFF* pentru *GTO*). Curentul I_{DS1} ($= I_{GR}$) al tranzistorului *Q*1 este extras din poarta dispozitivului *GTO*, determinînd blocarea acestuia.

În continuare sînt prezentate procedeele principale de obținere a valorilor prestabilite pentru parametrii I_{GRM} și di_{GR}/dt ai semnalului de stingere. Majoritatea acestor metode derivă din schema elementară de blocare din figura 6.6. Sursa de polarizare V_P are o valoare inferioară tensiunii de străpungere BV_{GK} a tiristorului *GTO*. Întreruperea curentului anodic i_T se efectuează prin aplicarea impulsurilor pozitive pe baza tranzistorului *Q*. Ca urmare a saturării tranzistorului *Q*, tensiunea V_P este aplicată între poarta și catodul tiristorului *GTO*, determinînd blocarea treptată a acestuia. Dezavantajul major al acestei configurații este rata de creștere relativ scăzută a curentului negativ de poartă ($di_{GR}/dt \leqslant 10$ A/μs). Acest incovenient este eliminat prin conectarea unui capacitor *C* între emitorul tranzistorului *Q* și catodul tiristorului (fig. 6.7.). În faza de conducție a dispozitivului *GTO*, capacitorul *C* se încarcă la tensiunea $V_C \simeq V_P$ cu constanta de timp $\tau = RC$ (figura 6.7, *a*). În urma amorsării tranzistorului *Q* (figura 6.7, *b*.) atît sursa V_P, cît și tensiunea V_C de pe capacitorul *C* concură la polarizarea în invers a joncțiunii poartă-catod a tiristorului *GTO*, ceea ce sporește rata de creștere (di_{GR}/dt) și valoarea maximă (I_{GRM}) a curentului i_{GR}. Extragerea curentului de poartă i_{GR} pe traseele indicate în figura 6.7, *b*. determină blocarea treptată a tiristorului *GTO*.

Rata de creștere a curentului de poartă (di_{GR}/dt) în soluția prezentată este direct proporțională cu tensiunea V_P. Creșterea tensiunii V_P peste valoarea tensiunii de străpungere poartă-catod BV_{GK} conduce la sporirea puterii disipate pe poartă în cursul procesului de blocare. Nivelul curentului i_{GR}, precum și disipările de putere în circuitul de poartă pot fi limitate prin mărirea valorii rezistorului *R*. Această soluție mărește însă constanta de timp $\tau = RC$, ceea ce limitează frecvența superioară de funcționare a circuitului de comandă. De notat faptul că pentru $V_P > BV_{GK}$, nivelul curentului extras pe poartă este $I_{GR} \simeq (V_P - BV_{GK})/R$, chiar atunci cînd valoarea rezistenței interne poartă-catod (R_{GR}) a dispozitivului *GTO* devine relativ mare [5].



(a) (b)

Fig. 6.7. Variantă modificată a schemei principale din figura 6.6, utilizînd un capacitor C pentru forțarea blocării pe poartă a tiristorului *GTO*.

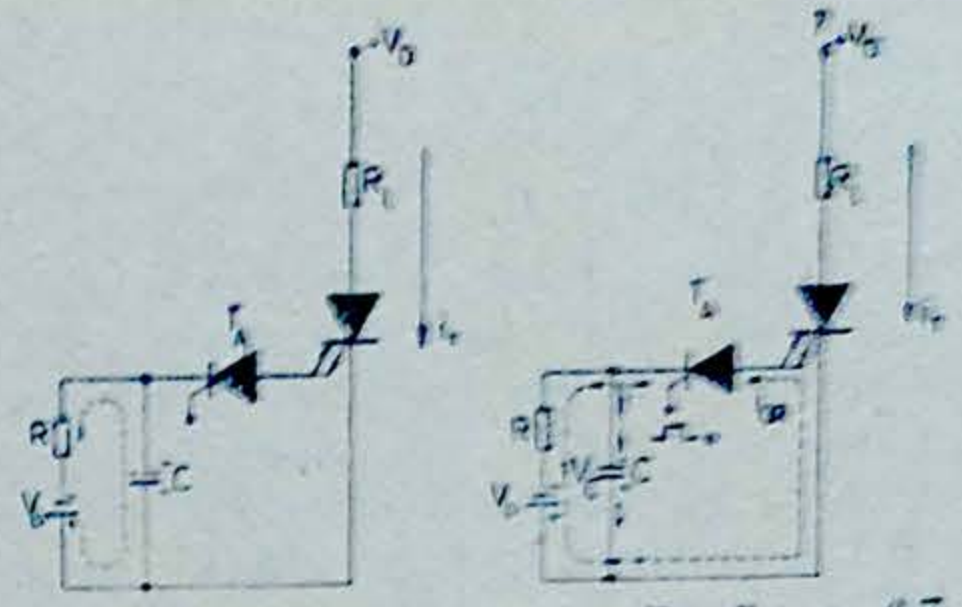
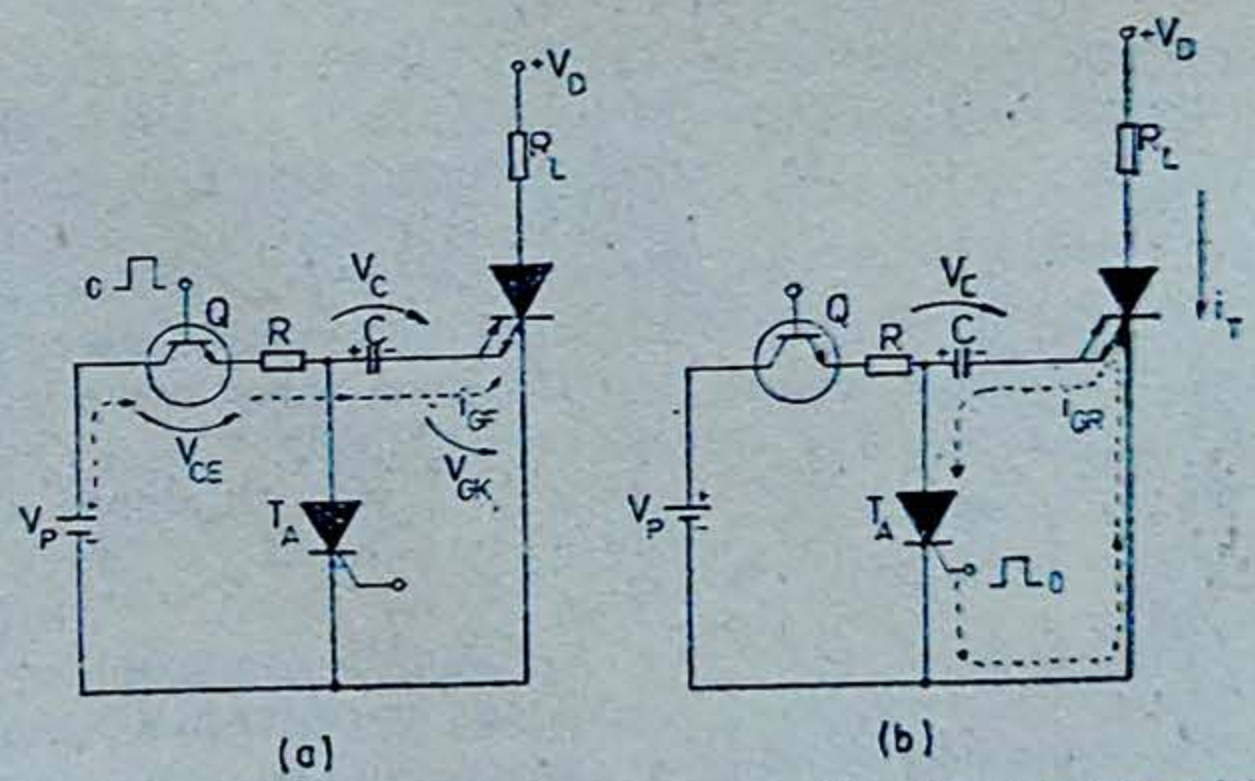


Fig. 6.8. Variantă a schemei din figura 6.7 utilizînd un tiristor auxiliar T_A în locul tranzistorului Q.

În cazul stingerii tiristoarelor *GTO*, operate la curenți I_{TQRM} de ordinul sutelor de amperi, în locul tranzistorului Q se utilizează un tiristor auxiliar T_A (figura 6.8.). Principiul de funcționare al circuitului este identic cu cel din figura 6.7. Inițierea blocării dispozitivului *GTO* se efectuează prin aplicarea unui impuls pozitiv pe poarta tiristorului T_A, care intră în conducție directă (figura 6.8, *b*.). Curentul anodic direct al tiristorului T_A este extras din poarta dispozitivului *GTO*, care trece în starea *OFF*. Valoarea rezistorului R se alege astfel încît, după blocarea tiristorului *GTO*, curentul prin dispozitivul auxiliar T_A să fie inferior valorii curentului de menținere (I_H) al acestuia (vezi figura 1.9.). În acest caz, tiristorul T_A se autoblochează după stingerea dispozitivului *GTO*. În configurații practice, cerința autoblocării tiristorului T_A reclamă valori ale rezistorului R de ordinul kiloohmilor, fapt care mărește constanta de timp $\tau = RC$ de încărcare a capacitorului C. În consecință, frecvența maximă de lucru a circuitului este inerent joasă [5] [14].

Circuitul de atac al porții din figura 6.9. asigură atît amorsarea, cît și blocarea tiristoarelor *GTO* de curenți mari [5] [14]. Avantajul configurației rezidă în faptul că sarcina acumulată pe capacitorul C în timpul comenzii de amorsare pe poartă este reutilizată în etapa de blocare a dispozitivului *GTO*. Principiul de funcționare este următorul. La aplicarea semnalului po-



(a) (b)

Fig. 6.9. Schemă principială de atac a porții pentru amorsarea (*a*) și blocarea (*b*) unui tiristor *GTO* de mare putere.

zitiv pe baza tranzistorului Q, acesta intră în conducție, inițiind procesul de amorsare al tiristorului GTO (fig. 6.9, a). Curentul i_{GF} furnizat de sursa V_F este :

$$i_{GF}(t) = \frac{V_F - V_{CE} - v_c(t) - V_{GK}}{R} \tag{6.1.}$$

unde : V_{CE} este tensiunea colector-emitor a tranzistorului Q, aflat în saturație, $v_C(t)$ este tensiunea instantanee pe capacitorul C, V_{GK} ($\simeq 0{,}7$ V) este tensiunea dintre poartă (G) și catod (K). Curentul (6.1.) încarcă condensatorul C la tensiunea V_C (apropiată de V_F) cu constanta de timp $\tau = RC$. Pe măsura încărcării capacitorului C cu polaritatea indicată, valoarea curentului (6.1.), furnizat în poarta GTO, se micșorează. După amorsarea tiristorului GTO, circuitul de alimentare al porții se întrerupe, prin blocarea tranzistorului Q.

Stingerea dispozitivului GTO este inițiată prin aplicarea impulsului pozitiv de comandă pe poarta tiristorului auxiliar T_A, avînd anodul pozitivat de V_C (figura 6.9, b.). În urma intrării în conducție a tiristorului T_A, capacitorul C se află conectat în paralel pe joncțiunea poartă-catod a dispozitivului GTO. Polarizarea în invers a joncțiunii menționate de către tensiunea V_C determină extragerea curentului i_{GR} din poarta GTO. Curentul i_{GR}, extras pe traseul : poarta G — capacitorul C — tiristorul T_A — catodul K, determină stingerea tiristorului GTO. Blocarea rapidă a tiristorului GTO reclamă valori mari ale capacitorului C, ceea ce mărește constanta $\tau = RC$, deci timpul de încărcare al condensatorului în faza de amorsare a dispozitivului [5] [14].

Circuitele de comandă din figurile 6.8. și 6.9. permit generarea semnalelor negative de poartă cu amplitudini $I_{GRM} = 100$ A...400 A și rate de creștere $di_{GR}/dt = 25$ A/μs...30 A/μs [5] [14].

Implementarea conceptelor din figurile 6.4. și 6.9. pentru comanda pe poartă a tiristoarelor GTO de medie putere este ilustrată în figura 6.10. Rolul diodei $Zener$ DZ este de a limita tensiunea de pe capacitorul C la o valoare inferioară tensiunii de străpungere poartă-catod BV_{GK} a tiristorului GTO ($V_C = V_z < BV_{GK}$) [1] — [3]. Atunci cînd tensiunea de control este pozitivă ($v_c > 0$), tranzistorul $Q2$ este blocat, iar tranzistorul $Q1$, aflat în conducție directă, furnizează în poarta tiristorului curentul de amorsare i_{GF}, avînd valoarea instantanee de :

$$i_{GF}(t) = \frac{V_{CC} - V_{CE1} - v_C(t) - V_{GK}}{R_1} \tag{6.2}$$

În cursul procesului de amorsare al GTO, curentul (6.2.) încarcă condensatorul C la tensiunea $v_C(t)$, cu polaritatea indicată. Valoarea finală a tensiunii pe capacitorul C se limitează la $V_C = V_Z$, unde V_Z este tensiunea de străpungere a diodei Zener. La încheierea procesului de încărcare al capacitorului C, tensiunea pozitivă între colectorul și emitorul tranzistorului $Q2$ este $V_{CE2} = V_C + V_{GK}$ ($V_C = V_Z$, V_{GK} este diferența de potențial dintre terminalele G și K ale tiristorului).

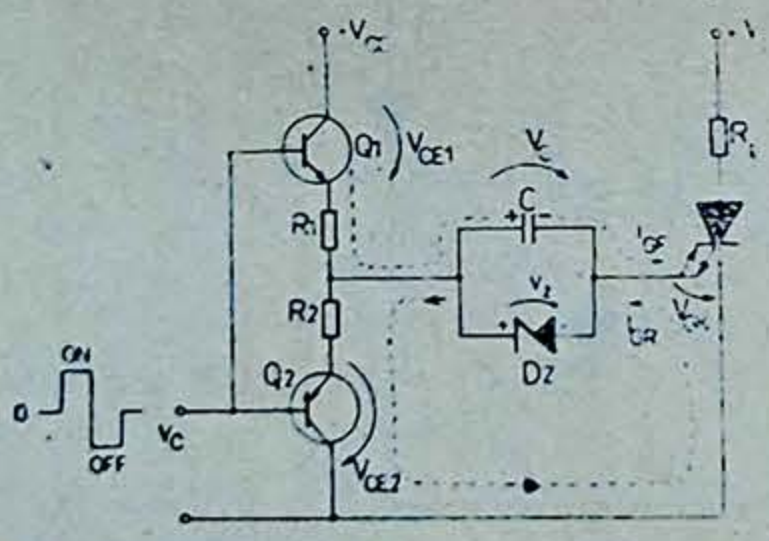


Fig. 6.10. Variantă a circuitului de comandă din figura 6.9 pentru tiristoare *GTO* de medie putere.

La aplicarea tensiunii negative de control ($v_c < 0$), tranzistorul $Q1$ se blochează, iar $Q2$ intră în conducție directă. Capacitorul C se descarcă prin tranzis-

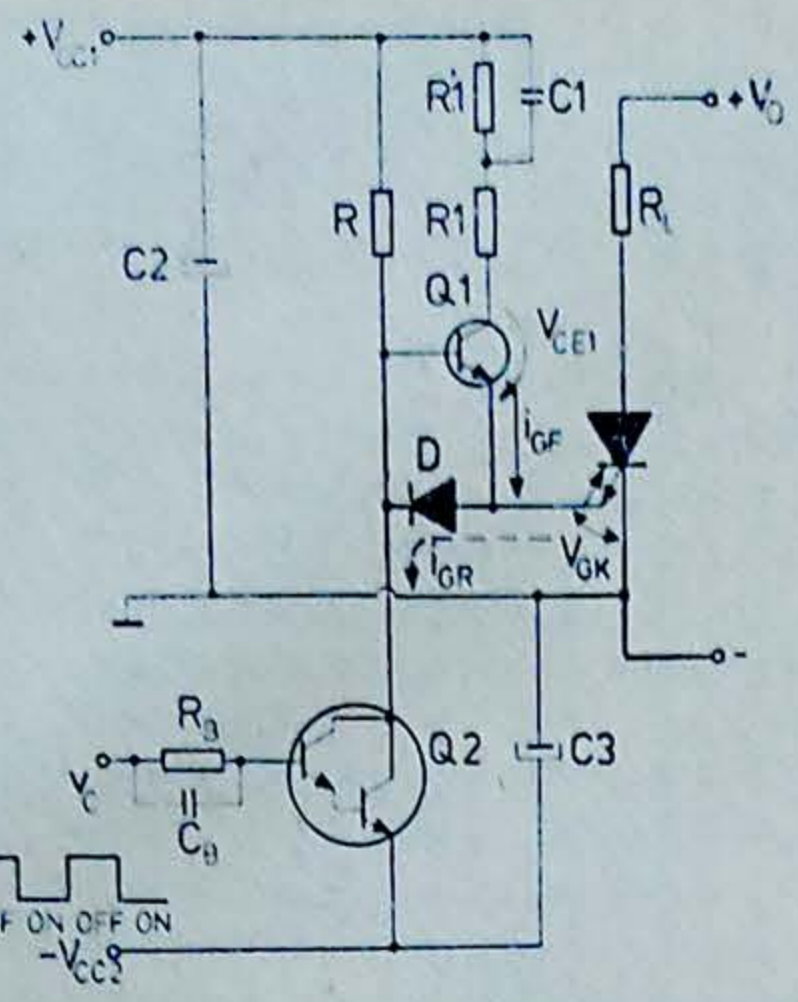


Fig. 6.11. Schemă practică de atac a porții pentru amorsarea și blocarea unui tiristor *GTO*.

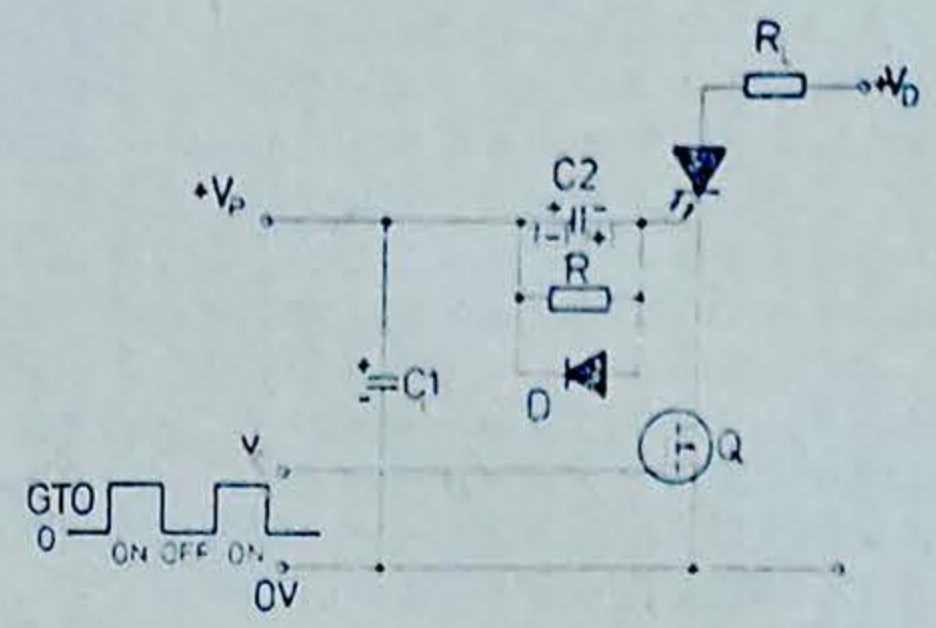


Fig. 6.12. Ilustrarea principiului de blocare a tiristorului *GTO* prin comanda unui *TEC-MOS* de putere.

torul $Q2$ și joncțiunea poartă-catod a tiristorului *GTO*. Curentul de descărcare al capacitorului C ($\simeq i_{GK}$) determină blocarea treptată a tiristorului *GTO* [1] — [3].

Configurația din figura 6.11., controlată de semnale unipolare (pozitive) utilizează un tranzistor *Darlington* ($Q2$) în scopul creșterii valorii curentului I_{GRM} extras din poarta tiristorului *GTO*. Atunci cînd tensiunea de control este nulă ($v_c = 0$), tranzistorul $Q2$ este blocat, iar $Q1$ se află în conducție directă. Întrucît capacitorul $C1$ șuntează rezistorul R_1', intensitatea inițială a curentului de amorsare (i_{GF1}), furnizat de tranzistorul $Q1$ în poarta tiristorului *GTO*, este :

$$i_{GF1} = \frac{V_{CC1} - V_{CE1} - V_{GK}}{R_1} \tag{6.3.}$$

Ca urmare a încărcării capacitorului $C1$ în cursul procesului de amorsare al *GTO*, curentul i_{GF} scade treptat, valoarea sa finală fiind :

$$i_{GFf} = \frac{V_{CC1} - V_{CE1} - V_{GK}}{R_1 + R_1'} \tag{6.4.}$$

Semnalul pozitiv de control aplicat la intrare ($v_c > 0$) determină saturarea tranzistorului $Q2$ și blocarea tranzistorului $Q1$. Stingerea tiristorului *GTO* este determinată de extragerea curentului i_{GK} din poarta sa, pe traseul : poarta G — dioda D — $Q2$ — catod. Căderea de tensiune pe dioda D menține potențialul bazei tranzistorului $Q1$ la o valoare negativă ($\simeq -0{,}7$ V) în raport cu emitorul acestuia, asigurînd astfel blocarea lui $Q1$.

O variantă modernă de control a comutării utilizează un tranzistor *MOS* în circuitul de catod al dispozitivului *GTO* (figura 6.12.). Comanda amorsării și blocării tiristorului se efectuează prin intermediul porții tranzistorului *NMOS*, ceea ce reduce substanțial puterea consumată pentru controlul funcționării *GTO*. Timpul redus de blocare al *TEC-MOS* mărește viteza

efectivă de stingere a tiristorului (vezi figura 5.26. și § 5.4.1.). Circuitul compus *GTO-MOS* prezintă avantajul recuperării pe condensatoarele *C1* și *C2* a unei fracțiuni importante a sarcinii electrice stocate în structura dispozitivului *GTO* în timpul conducției sale directe în scopul reutilizării acestei energii în ciclul următor de amorsare a tiristorului. Principiul de funcționare al circuitului este următorul [2] :

În starea considerată ca inițială, capacitorul *C1* este preîncărcat la valoarea tensiunii de polarizare V_P. Tensiunea pe poarta tranzistorului *Q* este nulă ($v_c = 0$). În consecință, tranzistorul *Q* și tiristorul *GTO* se află în starea de blocare directă („*OFF*"). Pozitivarea porții *TEC-MOS* ($v_c > 0$) determină intrarea sa rapidă în conducție. Deschiderea tranzistorului *Q* stabilește calea de semnal între catodul tiristorului și masa circuitului. Comutarea efectivă a dispozitivului *GTO* în starea „*ON*" este asigurată de curentul i_{GF}, furnizat de sursa V_P și sarcina electrică înmagazinată pe capacitorul *C1*. Curentul inițial de amorsare este injectat în poarta *GTO* via capacitorul *C2*, care șuntează rezistorul *R*. După încărcarea capacitorului *C* la o valoare a tensiunii apropiată de V_P (cu polaritatea indicată), injecția curentului în poartă se efectuează via rezistorul *R*. Utilizarea capacităților *C1* și *C2* asigură intrarea rapidă („*forțată*") în conducție a tiristorului *GTO*.

Stingerea dispozitivului *GTO* este inițiată de anularea tensiunii aplicate pe poarta tranzistorului *Q* ($v_c = 0$). Blocarea rapidă a *TEC-MOS* are ca rezultat întreruperea căii de semnal între catodul tiristorului și masă. În urma suprimării căii „*normale*" de tranzit, curentul anodic este *forțat* să părăsească structura tiristorului via terminalul său de poartă. Acest curent se îndreaptă inițial spre capacitorul *C1* via condensatorul *C2*. Ca urmare a încărcării capacitorului *C2* la tensiunea $V_{C2} \simeq 0{,}7$ V (cu polaritatea indicată în paranteze), dioda *D* se deschide, oferind astfel o cale alternativă curentului evacuat pe poartă. În urma blocării tiristorului, circuitul este pregătit pentru un nou ciclu de funcționare. De notat faptul că la sfîrșitul fazei de stingere a *GTO*, capacitorul *C1* este reîncărcat la valoarea inițială a tensiunii ($\simeq V_P$), în principal de către curentul extras din poarta tiristorului. Dezavantajul acestei scheme rezidă în faptul că tranzistorul *Q* trebuie să suporte întregul curent de sarcină tranzitat prin dispozitivul *GTO* [2] [3].

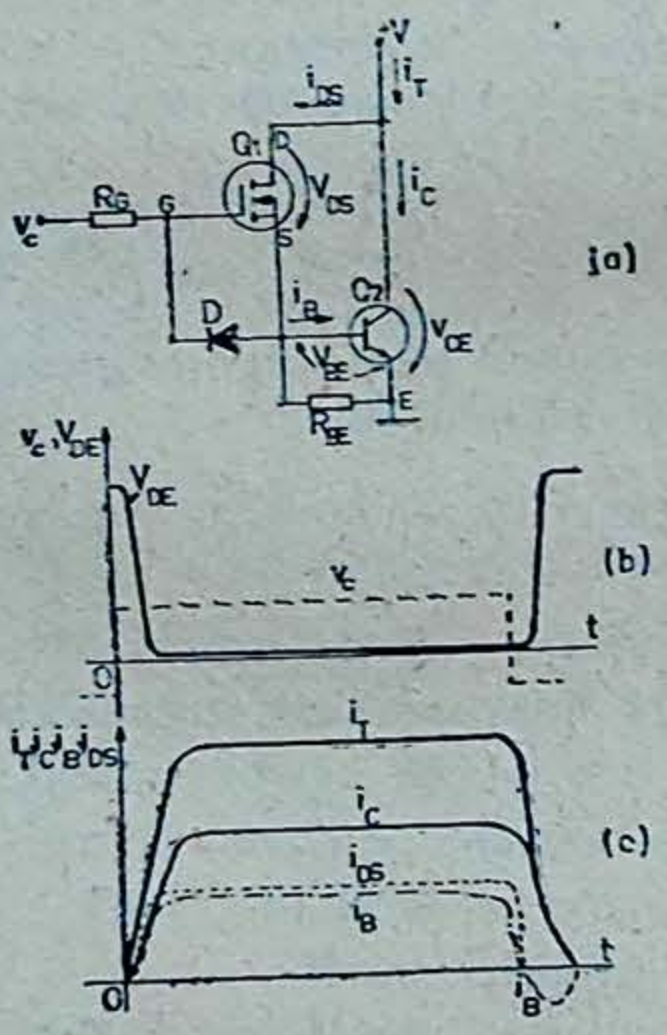


Fig. 6.13. Formele de undă caracteristice ale tensiunilor (*b*) și curenților (*c*) relevanți ai configurației *Darlington* (*a*), utilizînd un tranzistor bipolar pilotat de un *TEC-MOS* cu canal *n*.

Puterea de comandă pe poarta tiristoarelor *GTO* de curenți mari se reduce substanțial prin utilizarea în etajele finale de atac a configurațiilor *Darlington BiMOS* (*bi*polar-*MOS*), formate dintr-un tranzistor unipolar (*MOS* sau *TPI/IGT*) și un tranzistor bipolar de putere [5] [6].

Configurația Darlington *BiMOS* tipică, utilizînd ca tranzistor pilot un *TEC-MOS* cu canal *n*, este prezentată în figura 6.13. Dioda *D1* blochează accesul semnalului pozitiv de intrare înspre baza tranzistorului bipolar (*Q2*). Comanda configurației se efectuează în tensiune. La aplicarea semnalului pozitiv

de comandă ($v_c > 0$), tranzistorul $Q1$ intră în conducție. Curentul drenă (D) — sursă (S) i_{DS} al tranzistorului $Q1$ asigură curentul de bază i_B necesar intrării în conducție a tranzistorului $Q2$.

În starea de conducție directă, relațiile principale dintre curenți și tensiuni sînt:

$$i_T = i_C + i_{DS} \simeq i_C + i_B = i_C(1 + 1\,\beta_F) \tag{6.5}$$

$$v_{DE} = v_{CE} = v_{DS} + v_{BE} \simeq R_{DS} \cdot i_B + v_{BE} = \tag{6.6}$$

$$= R_{DS}(i_C\,\beta_F) + v_{BE} \quad > v_{BE}$$

unde: R_{DS} este rezistența echivalentă a tranzistorului $Q1$ în starea de conducție, β_F este factorul de amplificare în curent al tranzistorului $Q2$ în conexiunea *emitor comun*, v_{DE} este diferența de potențial dintre drena (D) tranzistorului $Q1$ și emitorul (E) tranzistorului $Q2$.

În urma aplicării semnalului negativ de comandă ($v_c < 0$), tranz istorul $Q1$ se blochează, întrerupînd alimentarea în curent a bazei tranzistorului $Q2$. Blocarea tranzistorului bipolar ($Q2$) are loc cu întîrziere față de *TEC-MOS* ($Q1$). Procesul de stingere a tranzistorului $Q2$ este accelerat prin ex tragerea curentului său de bază via dioda D.

Montajul Darlington *BiMOS* înglobînd un *t*ranzistor cu *p*oartă *i*zolată *TPI* (*IGT*) și un tranzistor bipolar este prezentat în figura 6.14. Avantajul esențial al acestei configurații (în comparație cu cea din figura 6.13.) rezidă în valoarea sporită a curentului comutat de tranzistorul $Q1$. Divizorul rezistiv (R_{BE1}, R_{BE2}) permite polarizarea adecvată a joncțiunilor bază-emitor ale tranzistoarelor $Q1$ și $Q2$. Principiul de funcționare al configurației este similar cu cel din figura 6.13., putînd fi rezumat astfel. În urma aplicării semnalului pozitiv de comandă ($v_c > 0$), tranzistorul $Q1$ intră rapid în conducție, asigurînd astfel curentul i_{B2} de valoare sporită pentru amorsarea accelerată a tranzistorului $Q2$. Căderea de tensiune în conducție directă pe ansamblul format din tranzistoarele ($Q1$, $Q2$) este:

$$v_{CE2} = v_{BE2} + v_{CE1} \tag{6.7.}$$

Tranzistorul $Q2$ funcționează în acest caz în regim de saturație incipientă ($v_{CE2} > v_{BE2}$). Aplicarea semnalului negativ de comandă ($v_c < 0$) determină blocarea succesivă a tranzistoarelor $Q1$ și $Q2$.

În comparație cu structurile *Darlington* integral bipolare (vezi figura 6.11.), configurațiile *BiMOS* (figurile 6.13. și 6.14.) prezintă avantajul consumului substanțial redus de putere la intrare și a timpului de blocare relativ scăzut. Inconvenientul principal al configurațiilor *Darlington BiMOS* derivă din căderea de tensiune sporită în starea de conducție directă [5] [6].

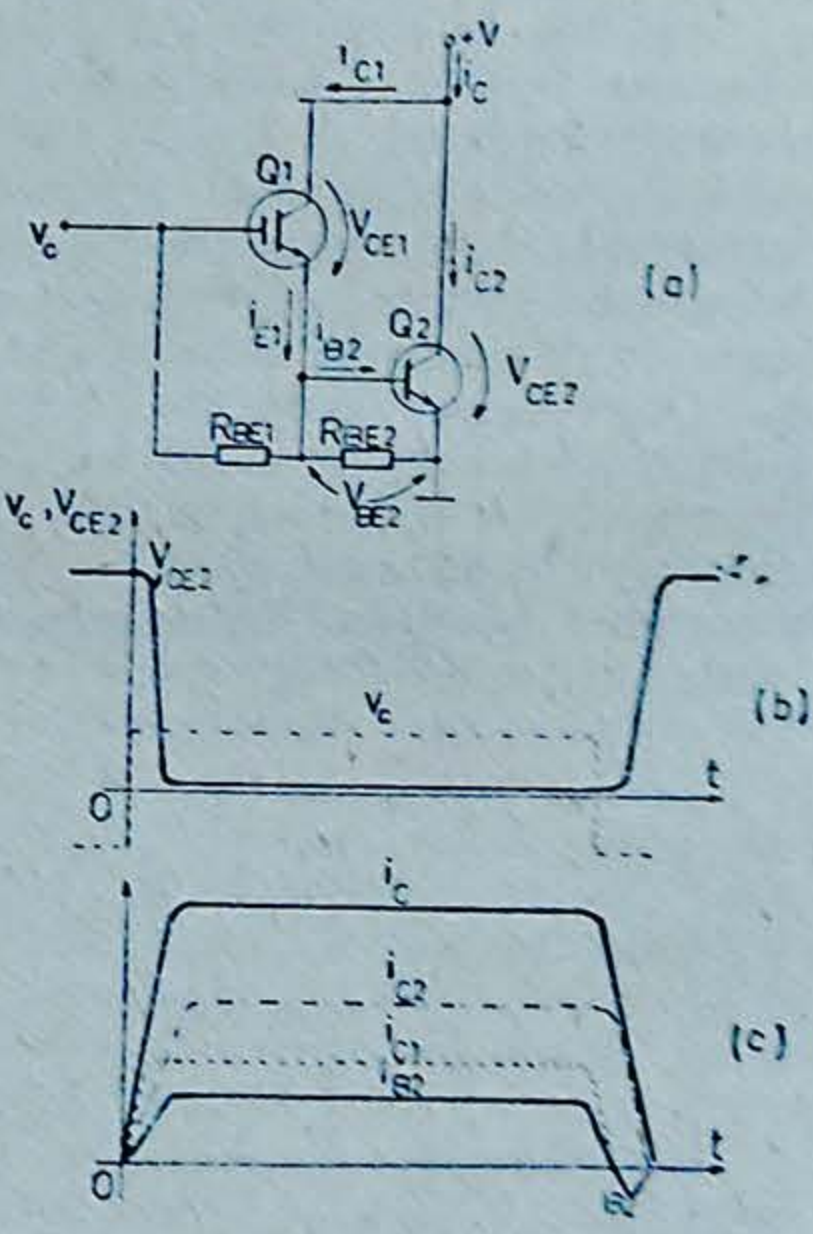


Fig. 6.14. Formele de undă caracteristice ale tensiunilor (*b*) și curenților (*c*) relevanți ai configurației *Darlington* (*a*), utilizînd un tranzistor bipolar pilotat de un tranzistor cu poartă izolată (*IGT/TPI*).

Creșterea continuă a capabilității în curent a tranzistoarelor cu poartă izolată (*TPI/IGT*) va permite simplificarea marcantă a etajelor de atac a porții *GTO* de mare putere. Acționarea unui *TPI/IGT* se remarcă prin simplitate (vezi figura 5.41.): amorsarea se efectuează cu impulsuri pozitive ($+V_P$), aplicate pe poartă via dioda D și divizorul rezistiv (R_S, R_{GE}), iar blocarea *TPI/IGT* are loc ca urmare a reducerii la zero a tensiunii de comandă. Tranziția *TPI/IGT* din starea „*ON*" în cea de „*OFF*" are loc prin descărcarea capacității sale de intrare (poartă-emitor) C_{GE} via rezistorul extern R_{GE} (vezi §.5.4.3. și §.5.5.).

6.3.2. Circuite practice

Schemele practice de comandă pe poartă, utilizabile în variantele prezentate în continuare, pot fi realizate cu componente similare celor indicate. Etajele finale de comandă pentru dispozitivele *GTO* de medie putere pot fi adaptate pentru controlul pe poartă a tiristoarelor *GTO* de curenți mari.

Schema simplă de atac din figura 6.15. (vezi și figura 6.10.) este utilizată pentru comanda tiristoarele *GTO* de medie putere, înglobate în sistemele de deflexie pe orizontală și sursele de putere în comutație din receptoarele *T.V.*, precum și în comanda motoarelor de curent continuu (folosite, de exemplu, în mașini de spălat) [1] — [3]. Comanda etajelor finale se efectuează cu semnale aplicate *simultan* pe bazele tranzistoarelor $Q1$ și $Q2$. Semnalele pozitive de comandă ($v_c > 0$) blochează tranzistorul $Q2$ (*Darlington*) și deschid tranzistorul $Q1$, care furnizează curentul de amorsare în poarta tiristorului *GTO*. În faza inițială a amorsării dispozitivului *GTO*, capacitorul C se încarcă treptat via rezistorul R_1 la tensiunea prestabilită ($\simeq 10$ V) cu polaritatea indicată în figură. Valoarea finală a tensiunii pe capacitorul C este inferioară tensiunii de străpungere a joncțiunii poartă-catod (BV_{GK}) a tiristorului. După încheierea procesului de încărcare al capacitorului C, curentul injectat în poarta tiristorului scade la un nivel determinat de tensiunea V_P și divizorul rezistiv ($R1$, $R2$). Menținerea injecției curentului în poartă pe durata conducției tiristorului micșorează căderea de tensiune în direct V_{TM}. Stingerea dispozitivului *GTO* este inițiată de amorsarea tranzistorului $Q2$ și blocarea tranzistorului $Q1$. În urma saturării tranzistorului $Q2$, capacitorul C se plasează între poarta și catodul tirîstorului. Polarizarea în invers a joncțiunii de catod are ca efect extragerea curentului i_{GR} din poarta tiristorului *GTO*, ceea ce conduce la stingerea acestuia. După blocarea tiristorului și apoi a tranzistorului Q_2, ciclul „*ON/OFF*" poate fi reluat. Inductanța L determină panta de creștere a curenților de comandă pe poartă. Valoarea capacitorului C este aleasă astfel, încît în cursul procesului de blocare, tensiunea pe C scade doar cu 1...2 V (vezi §.6.7.1.).

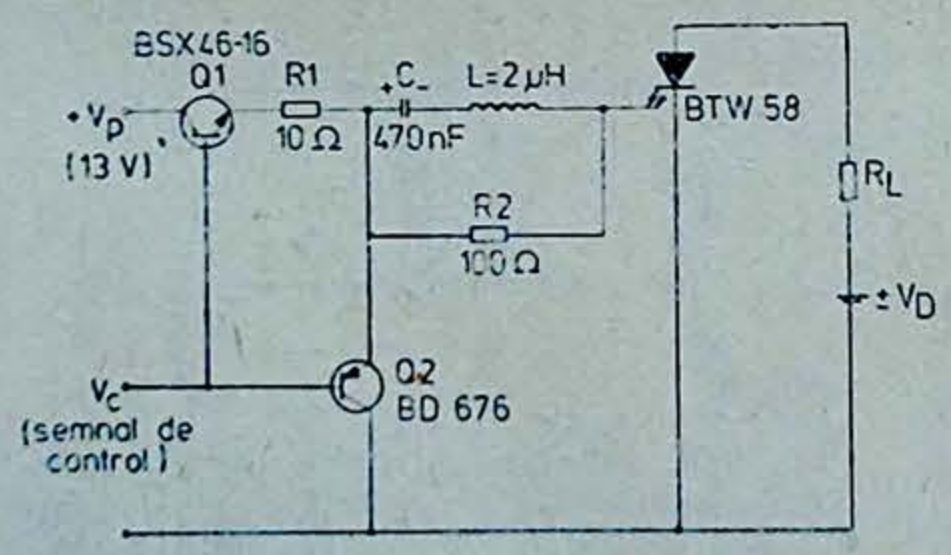


Fig. 6.15. Variantă practică a etajelor finale de atac a porții tiristoarelor *GTO*.

În varianta prezentată, configurația 6.15. asigură întreruperea fiabilă a curenților anodici de $I_{TQRM} = 6$ A...10 A. Gama de variație a factorului de umplere este limitată de timpul

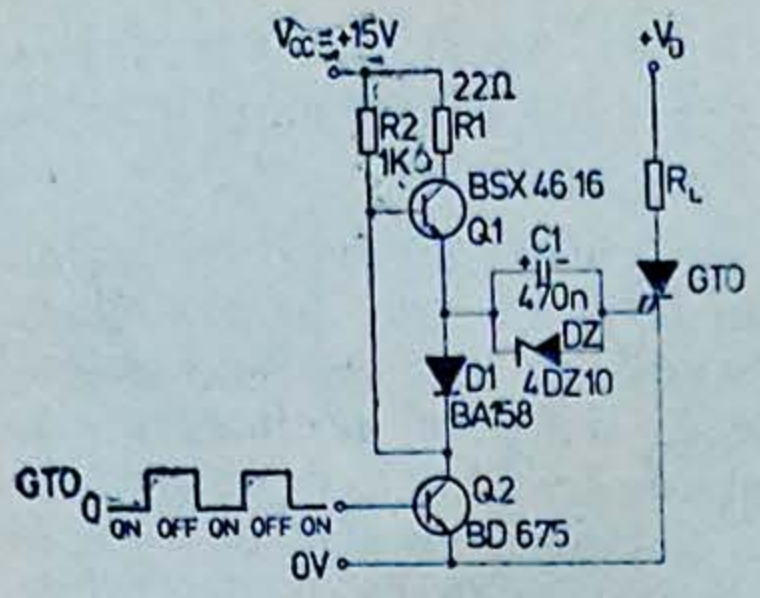


Fig. 6.16. Etaje finale cu cuplaj direct pentru comanda pe poartă a tiristoarelor *GTO* de medie putere cu semnale unipolare.

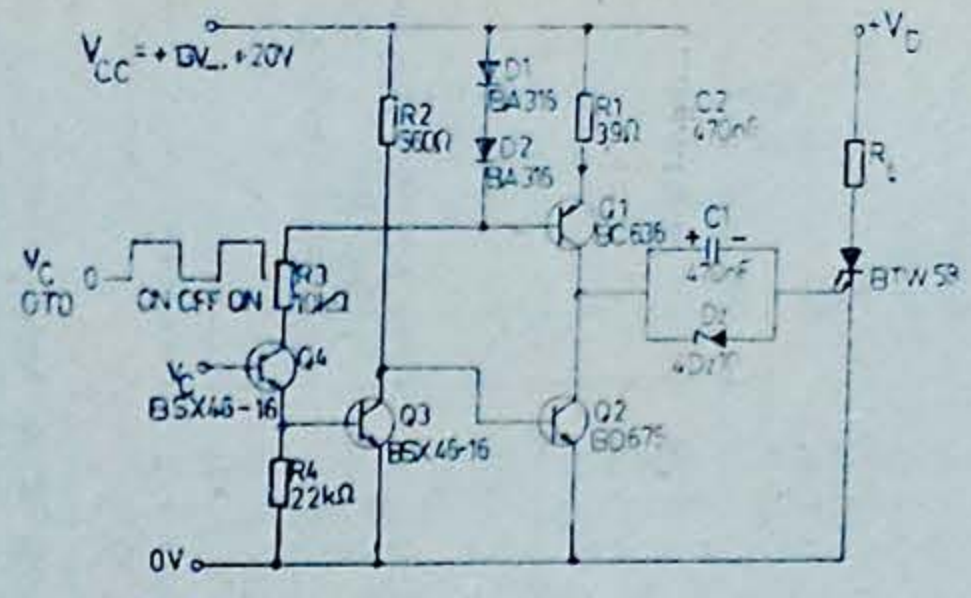


Fig. 6.17. Variantă îmbunătățită a circuitului din figura 6.16.

necesar preîncărcării capacitorului C. Această limitare este deosebit de importantă în primele cîteva cicluri de funcționare ale circuitului, cînd se procedează la preîncărcarea inițială a capacitorului C [1] — [3].

Varianta practică a circuitului din figura 6.11 este prezentată în figura 6.16. Atunci cînd $v_c = 0$, Q_2 este blocat, în timp ce repetorul realizat cu Q_1 injectează curentul de amorsare în poarta tiristorului. Odată cu amorsarea tranzistorului Q_2 ($v_c > 0$), se produce blocarea tranzistorului Q_1. Ca urmare a saturării tranzistorului Q_2, tensiunea negativă ($\simeq$ — 10 V), menținută pe capacitorul C_1 de dioda Zener DZ, se aplică între poarta și catodul tiristorului, determinînd blocarea acestuia. În cursul procesului de stingere al GTO se produce descărcarea lentă a capacitorului C_1. Curentul anodic maxim-controlabil cu acest circuit este de $I_{TQRM} = 10$ A. Dezavantajul principal al schemei constă în faptul că valoarea curentului de amorsare (i_{GF}) depinde de tensiunea de alimentare V_{CC} [1] —[3]. Acest inconvenient este practic înlăturat în varianta modificată a circuitului, prezentată în figura 6.17. Etajul de ieșire „*push-pull*“, realizat cu tranzistoarele Q_1 și Q_2, este comandat de tranzistoarele Q_3 și Q_4. Omiterea diodei D_1 (vezi figura 6.16.) micșorează impedanța din calea curentului negativ de poartă, ceea ce facilitează funcționarea tiristorului cu cîștig unitar ($G_{off} = 1$) în scopul stingerii sale rapide. Capacitorul C_2, care șuntează rezistorul R_1, asigură o valoare sporită a curentului inițial la aprinderea pe poartă, ceea ce micșorează timpul t_{gt}, deci și pierderile la amorsare [1] — [3]. Principiul de funcționare al schemei este următorul :

Intrarea în conducție a tranzistorului Q_4 (pentru $v_c > 0$) determină deschiderea tranzistorului Q_1, care injectează curentul de amorsare în poarta tiristorului via capacitorul C_1. După încărcarea capacitorului C_1 la tensiunea prestabilită de dioda Zener DZ, calea de curent între Q_1 și poarta tiristorului se închide prin DZ. În etapa de amorsare a GTO, tranzistorul Q_3 este saturat, menținînd astfel tranzistorul Q_2 în starea de blocare. Atunci cînd tensiunea de comandă v_c scade la zero, tranzistoarele Q_4, Q_3 și Q_1 se blochează, iar Q_2 trece în regim de saturație. Conectarea capacitorului C_1 — via Q_2 — între poartă și catod determină tranziția treptată a dispozitivului GTO în starea de blocare.

Schema de control a comutării tiristoarelor GTO prin intermediul unui *TEC-MOS* (figura 6.18.) permite întreruperea fiabilă a curenților $I_{TQRM} \simeq$ $\simeq$ 12 A. Această variantă a schemei din figura 6.12. este utilizată în siste-

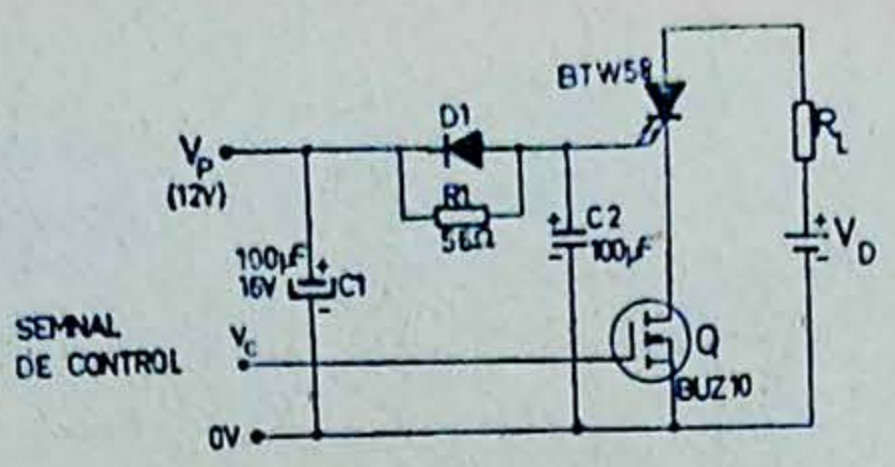


Fig. 6.18. Variantă practică de comandă a comutării tiristorului *GTO* de medie putere prin intermediul unui tranzistor *MOS* plasat în circuitul de catod.

mele de deflexie *T.V.* și în controlul motoarelor de curent continuu [1] — [3]. Principiul de funcționare al schemei este următorul :

În momentul considerat ca inițial, tiristorul *GTO* și tranzistorul *Q* se află în starea de blocare, iar condensatoarele C_1 și C_2 sînt preîncărcate la tensiunea de $\simeq 12$ V cu polaritatea indicată. Semnalul pozitiv de control aplicat la intrare ($v_c > 0$) determină deschiderea tranzistorului *Q*. În secvența imediat următoare, capacitorul C_2 se descarcă prin joncțiunea poartă-catod a *GTO* și prin tranzistorul *Q*, determinînd astfel intrarea rapidă a tiristorului în conducție directă. După descărcarea capacitorului C_2, alimentarea porții este asigurată de sursa V_P via rezistorul R_1. Stingerea tiristorului este inițiată de reducerea la zero a tensiunii v_c, ceea ce determină blocarea tranzistorului *Q*. Ca urmare a întreruperii căii de semnal din catod, curentul anodic este evacuat din structura *GTO* via terminalul de poartă. Acest curent reîncarcă capacitorul C_2 practic la tensiunea de ~ 12 V. Astfel, sarcina electrică extrasă din poarta tiristorului în decursul procesului de blocare este înmagazinată de capacitorul C_2. Această energie este reutilizabilă în ciclul următor de amorsare al tiristorului.

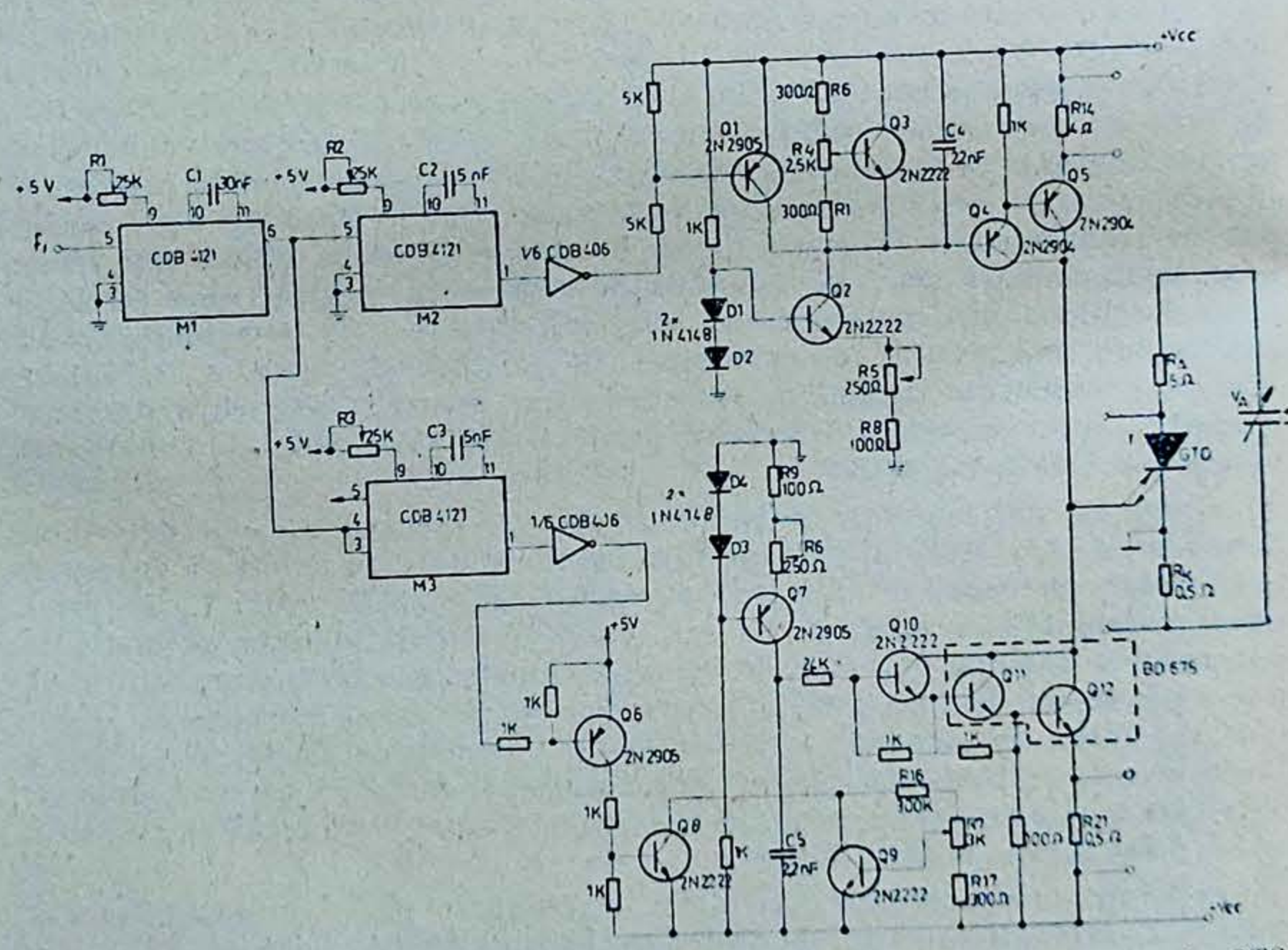


Fig. 6.19. Schema detaliată a unui circuit practic de comandă pe poartă a tiristoarelor *GTO*.

Variantele complete ale circuitelor de comandă prezentate în continuare, care au fost testate în conjuncție cu tiristoarele *GTO* de medie putere, pot fi adaptate pentru controlul pe poartă a dispozitivelor *GTO* de curenți mari [12] [13].

Schema practică de comandă pe poartă din figura 6.19. prezintă în punctele sale principale formele de undă ilustrate calitativ în figura 6.20. Funcționarea circuitului este controlată de monostabilul M_1, acționat de impulsurile de tact cu frecvența f_t, furnizate de un generator extern. Durata t_p (figura 6.20) a impulsurilor generate de M_1, ajustabilă cu ajutorul grupului (R_1, C_1), determină intervalul de conducție al tiristorului *GTO*: frontul pozitiv al impulsurilor de la ieșirea monostabilului M_1 comandă monostabilul M_2 care, la rîndu-i, dictează durata impulsurilor de amorsare (t_{gf}) aplicate pe poarta *GTO*, în timp ce frontul negativ al impulsurilor de la ieșirea lui M_1 provoacă bascularea monostabilului M_3, inițiind astfel procesul de blocare al tiristorului. Durata impulsurilor de „*ON*“ (t_{gf}) și de „*OFF*“ (t_{gr}) este controlată prin intermediul constantelor de timp (C_2, R_2) și (C_3, R_3) ale monostabilelor M_2, respectiv M_3. Factorul de umplere al impulsurilor de curent prin tiristorul *GTO* rezultă ca o combinație a frecvenței de tact și a duratei impulsurilor, generate de cele trei monostabile. Interfațarea monostabilelor M_2 și M_3 cu cele două canale de comandă („*ON*“ și „*OFF*“) este realizată cu ajutorul a două inversoare (*CDB* 406). Generarea impulsurilor de amorsare decurge astfel:

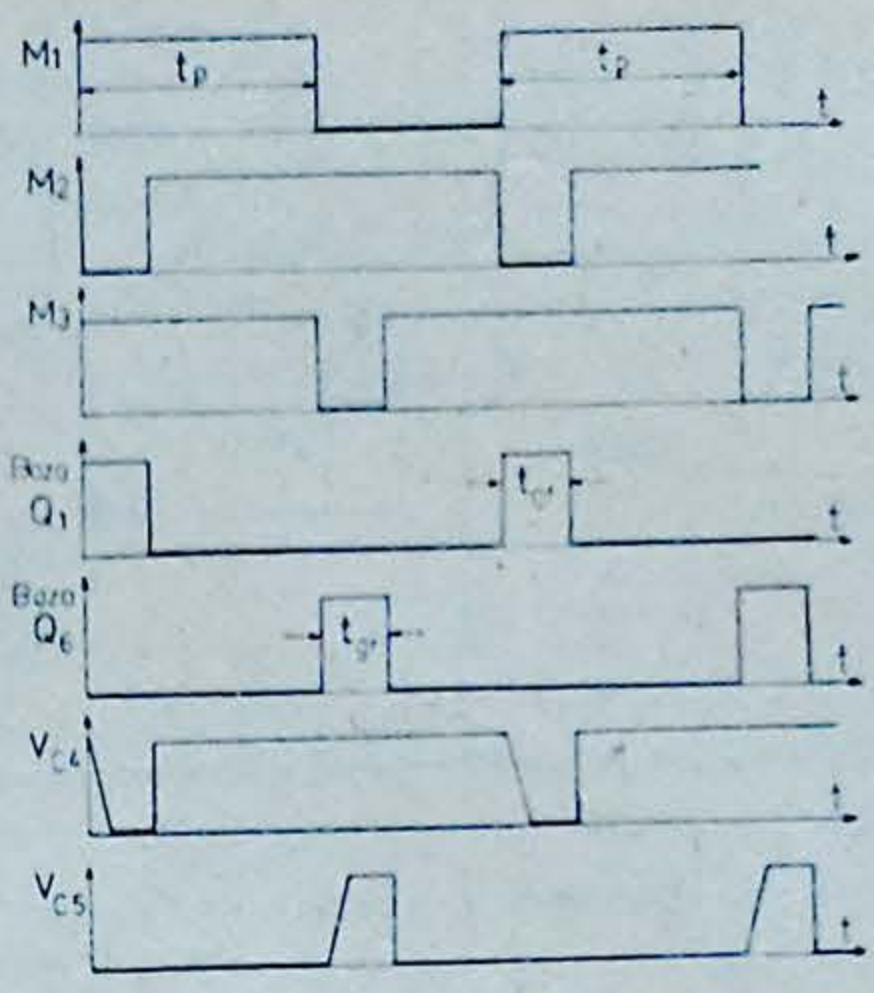


Fig. 6.20. Formele de undă tipice în punctele principale ale circuitului din figura 6.19.

În cursul impulsului furnizat de M_2 (figura 6.20.), tranzistorul Q_1, aflat inițial în saturație incipientă, se blochează. Ca urmare, se inițiază încărcarea capacitorului C_4, prin intermediul generatorului de curent, format din Q_2, R_5, R_8, D_1 și D_2. Tensiunea V_{C4} pe capacitorul C_4 (figura 6.20). crește liniar în funcție de curentul de încărcare pînă la o valoare finală, determinată de dioda multiplicată Q_3, R_1, R_4, R_6. Panta și amplitudinea tensiunii liniar variabile (*TLV*) de pe C_4 sînt ajustabile cu ajutorul potențiometrelor R_5 și R_4. Curentul de amorsare pe poarta tiristorului *GTO* rezultă în urma aplicării *TLV* pe etajul final de atac, format din grupul *Darlington* (Q_4, Q_5) și rezistorul R_{14}. Gamele de valori pentru parametrii semnalului de poartă sînt: amplitudinea $I_{GFM} = 0{,}1$ A...3,5 A; rata de creștere $di_{GF}/dt = 3$ A/μs... ...15 A/μs; durata $t_{gf} = 2$ μs...50 μs [12].

Funcționarea blocului formator al impulsurilor de stingere are loc pe durata semnalului generat de monostabilul M_3, care blochează tranzistorul Q_6. Generatorul de curent, format din Q_7, R_6, R_9, D_3, D_4, asigură încărcarea liniară a capacitorului C_5 pînă la tensiunea prestabilită de dioda multiplicată, realizată cu Q_9, R_7, R_{16}, R_{17}. Tensiunea V_{C5} (figura 6.20.) este aplicată unui triplet de tranzistoare (Q_{10}, Q_{11}, Q_{12}), în scopul generării semnalului de blocare pe poartă. Parametrii impulsurilor negative de curent, generate

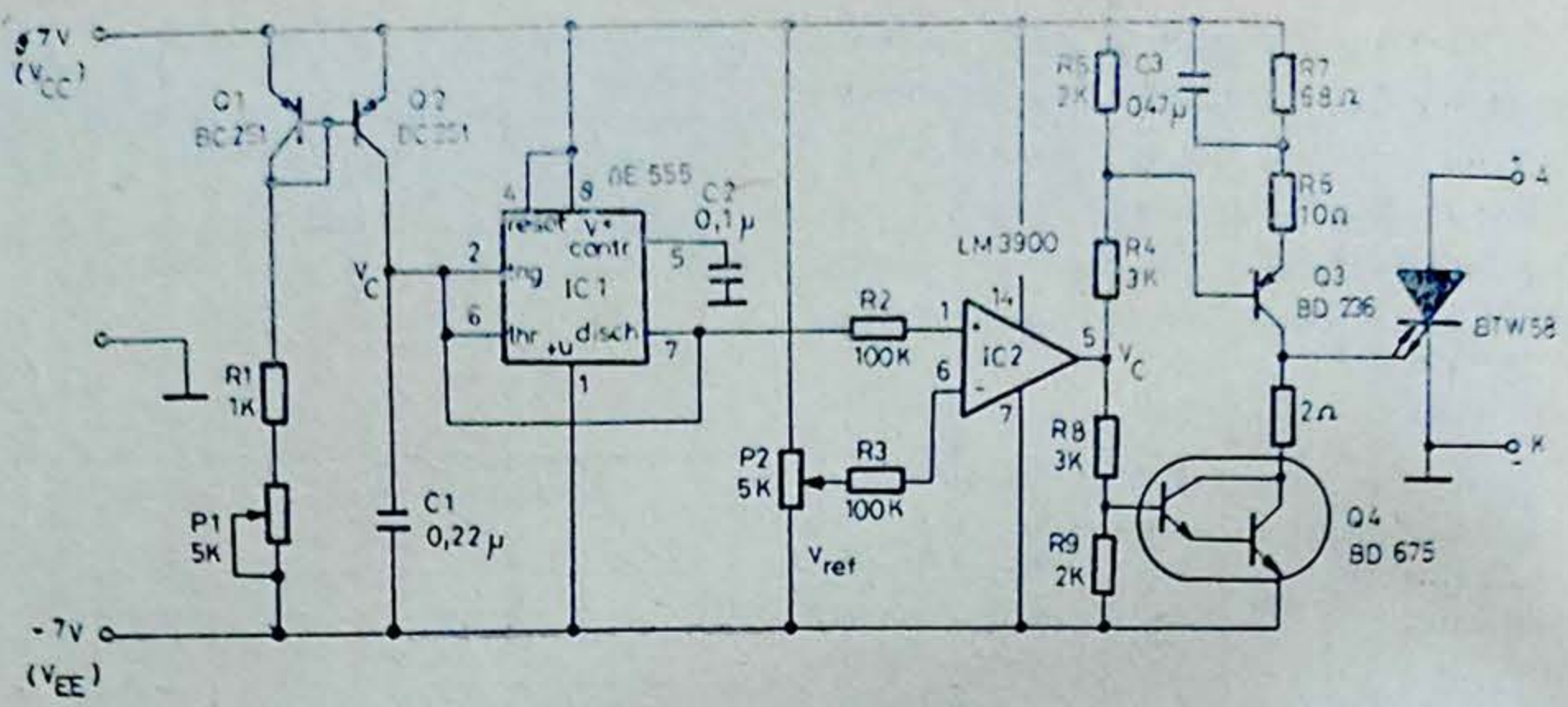


Fig. 6.21. Configurația practică a unui circuit de comandă pe poartă a tiristoarelor *GTO* utilizate în modulatoare (choppere).

pe poarta *GTO*, sînt variabili în următoarele plaje de valori: amplitudinea $I_{GRM} = 0{,}5$ A...30 A; rata de creștere $di_{GR}/dt = 5$ A/μs...25 A/μs; durata $t_{gr} = 2$ μs...50 μs [12].

Circuitul de comandă din figura 6.21. este utilizabil în controlul comutării dispozitivelor *GTO* din modulatoare (choppere). Sursa de semnal lent variabil (sau de curent continuu) este conectată între punctele **A** și **K**. Formele de undă tipice între punctele **A** și **K** în timpul funcționării circuitului sînt ilustrate în figura 6.22. Circuitul are avantajul de a permite ajustarea autonomă a frecvenței și a factorului de umplere a impulsurilor de comandă aplicate pe poarta dispozitivului *GTO* [13]. Funcționarea circuitului este controlată de interacțiunea a două blocuri, avînd destinații funcționale distincte [13]. Unul dintre blocuri, format din comparatorul IC_2 și tranzistoarele Q_3, Q_4, controlează direct frecvența impulsurilor pozitive („*on*") și negative („*off*"), aplicate pe terminalul de comandă al tiristorului. Atunci cînd tensiunea aplicată pe intrarea neinversoare a lui IC_2 este inferioară tensiunii de referință V_{ref}, ieșirea comparatorului se află în starea de „*0*" logic („*low*"). Ca urmare, tranzistorul Q_4 este blocat, în timp de tranzistorul Q_3, aflat în conducție, furnizează un semnal pozitiv (de amorsare) pe poarta dispozitivului *GTO*. Tiristorul este amorsat și rămîne în starea de conducție („*ON*") pînă în momentul în care tensiunea aplicată pe borna neinversoare a comparatorului devine egală cu tensiunea de referință V_{ref}, ceea ce determină trecerea ieșirii circuitului IC_2 din starea de „*0*" în „*1*" logic („*high*"). Ca urmare a aceste tranziții, se produce simultan blocarea tranzistorului Q_3 și amorsarea tranzistorului Q_4. Curentul de colector al tranzistorului Q_4 constituie un semnal negativ aplicat pe poarta dispozitivului *GTO*. În consecință, tiristorul se blochează („*OFF*") și rămîne în această stare pînă în momentul în care tensiunea aplicată pe borna neinversoare a comparatorului (IC_2) scade din nou sub valoarea V_{ref} (figura 6.22.), ceea

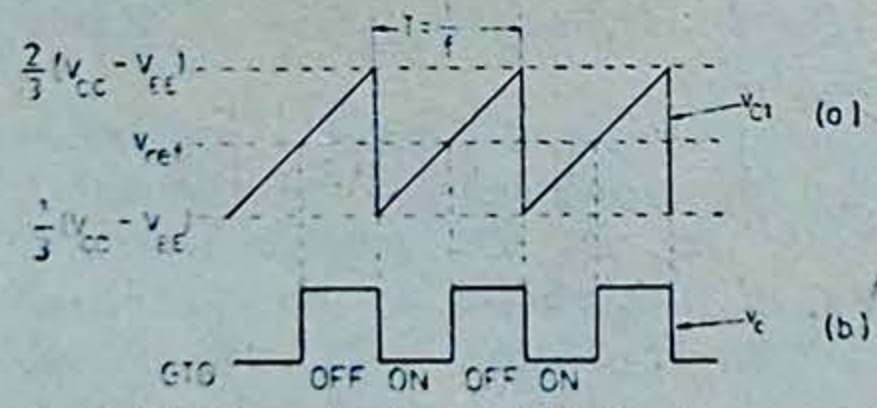


Fig. 6.22. Formele de undă tipice în punctele principale ale circuitului din figura 6.21.

ce determină trecerea ieșirii lui IC_2 din starea de „1" în „0" logic, adică reluarea ciclului descris. Capacitorul C_3 asigură o supracomandă în curent a porții tiristorului *GTO* la începutul procesului de amorsare, ceea ce accelerează comutarea dispozitivului (vezi figura 6.11.).

Freevența de funcționare a circuitului este controlată de cel de al doilea bloc, format din *„oglinda de curent"* Q_1, Q_2 și *timerul* IC_1. În cursul fiecărui ciclu de funcționare, condensatorul C_1 este încărcat liniar de curentul constant I :

$$I \simeq \frac{V_{CC} - V_{EE}}{R_1 + P_1} \qquad (6.8.)$$

unde : V_{CC} și V_{EE} sînt tensiunile de alimentare.

Atîta timp cît valoarea instantanee a tensiunii liniar-variabile (*TVL*) de pe condensatorul *C*1 (figura 6.22.) este inferioară tensiunii de referință V_{ref}, semnalul de „0" logic de la ieșirea comparatorului menține tiristorul în starea de conducție (*„ON"*), În momentul în care *TLV* devine egală cu V_{ref} (figura 6.22.), ieșirea comparatorului trece în starea de „1" logic, determinînd blocarea dispozitivului *GTO*. Comutatorul rămîne în starea *„OFF"* pînă cînd, datorită descărcării condensatorului *C*1, tensiunea aplicată pe intrarea neinversoare a comparatorului scade sub valoarea V_{ref}. Excursia *TLV* de pe capacitorul *C*1 este limitată de timer la gama 1/3 $(V_{CC} - V_{EE})$... ...2/3 $(V_{CC} - V_{EE})$. Freevența impulsurilor de control aplicate pe poar este dată de :

$$f = \frac{}{\frac{1}{3} \cdot C1 \cdot (V_{CC} - V_{EE})} \qquad (6.9.)$$

Prin înlocuirea relației (6.8.) în (6.9.) se obține :

$$f = \frac{3}{C1 \cdot (R1 + P1)} \qquad (6.10.$$

Din relația (6.10) rezultă că **freevența impulsurilor** *„on"/„off"* **aplicate pe terminalul de comandă al dispozitivului** *GTO* **este independentă de tensiunea de alimentare, deci și de fluctuațiile acesteia.** Freevența *f* poate fi reglată cu ajutorul potențiometrului *P*1. Pentru cele două poziții extreme ale potențiometrului *P*1, gama de freevențe a impulsurilor este cuprinsă între ~ 2 kHz și ~ 13 kHz. Factorul de umplere al impulsurilor aplicate pe terminalul de comandă al tiristorului *GTO* se ajustează prin intermediul tensiunii de referință V_{ref}. Prin eliminarea potențiometrului *P*2, tensiunea V_{ref} la intrarea comparatorului poate fi furnizată de la o sursă externă. De remarcat faptul că valoarea maximă a tensiunii negative de alimentare $(-V_{EE})$ trebuie să fie inferioară tensiunii de străpungere a joncțiunii poartă-catod (BV_{GK}) a tiristorului *GTO*.

Circuitul se remarcă prin simplitatea și precizia cu care-și generează propriul său tact de funcționare. Acest circuit poate fi adaptat pentru alte game de freevențe, precum și pentru comanda funcționării în modulatoare (choppere) a tiristoarelor *GTO* de mare putere și a tranzistoarelor *npn* [13].

6.4. CIRCUITE CU CUPLAJ PRIN TRANSFORMATOR

6.4.1. Concepte și configurații de bază

Principiul comenzii prin transformator a stingerii tiristoarelor *GTO* este ilustrat în figura 6.23. În momentul considerat ca inițial, tiristorul se află în conducție directă. Procesul de blocare este declanșat prin închiderea sincronă a comutatoarelor electronice $K1$ și $K2$. Închiderea comutatorului $K1$ are drept rezultat excitarea transformatorului de la sursa V_P. Polaritatea tensiunii induse în secundarul transformatorului provoacă extragerea curentului i_{GR} din poarta dispozitivului *GTO*, determinînd astfel stingerea acestuia. Grupul de protecție, format din diodele D și DZ, are rolul de a limita valoarea maximă a tensiunii inverse aplicate între poartă și catod la excitarea transformatorului [5] [6] [14].

Spre deosebire de configurațiile cu cuplaj direct, bazate pe secvența de preîncărcare a unui capacitor C într-un timp finit (vezi figura 6.8.), cuplajul prin transformator declanșează *fără întîrziere* procesul de stingere al *GTO* fiind astfel adecvat utilizării la frecvențe înalte de comutație. Dezavantajul acestei metode constă în faptul că rata de creștere a curentului negativ de poartă (di_{GR}/dt) este inerent joasă, în principal datorită inductanței de pierderi a transformatorului de impulsuri. Valoarea parametrului di_{GR}/dt reprezintă aproximativ 20% din cea obtenabilă cu circuitul din figura 6.8. În consecință, configurația descrisă nu poate fi utilizată în comanda stingerii pe poartă a tiristoarelor *GTO* de curenți mari, care reclamă o rată relativ înaltă de creștere a curentului i_{GR} (20 A/μs...30 A/μs) [5] [6] [14].

Implementarea practică a principiului descris este ilustrată în figura 6.24. În secvența anterioară declanșării procesului de blocare al dispozitivului *GTO*, tranzistorul Q se află în conducție (figura 6.24, *a*.). Circuitul primarului este străbătut de curentul i_P, a cărui valoare este determinată de sursa V_P. Procesul de stingere al tiristorului este declanșat prin aplicarea semnalului negativ pe baza tranzistorului Q (figura 6.24, *b*.). După blocarea tranzistorului Q, energia asociată trecerii curentului i_P prin circuitul primarului este transferată în circuitul format din secundarul transformatorului, dioda D și joncțiunea poartă — catod a tiristorului. Polaritatea tensiunii din secundar determină intrarea în conducție a diodei D și extragerea curentului i_{GR} din poarta dispozitivului *GTO* [5] [14].

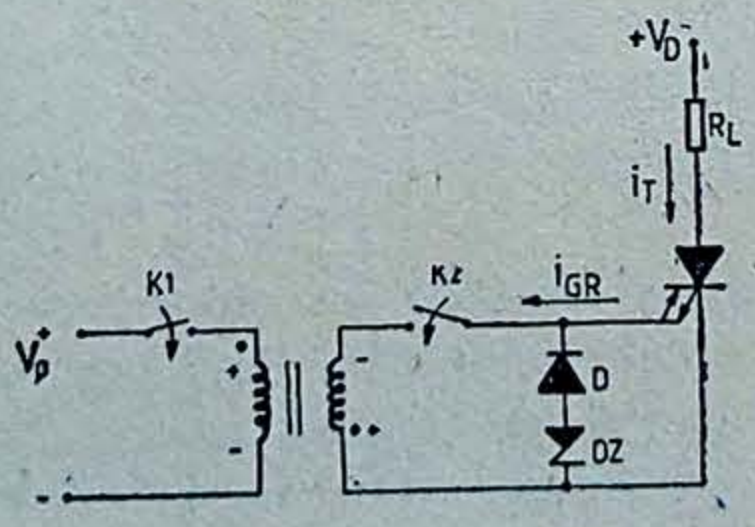


Fig. 6.23. Principiul utilizării unui transformator de impulsuri pentru comanda blocării pe poartă a tiristoarelor *GTO*.

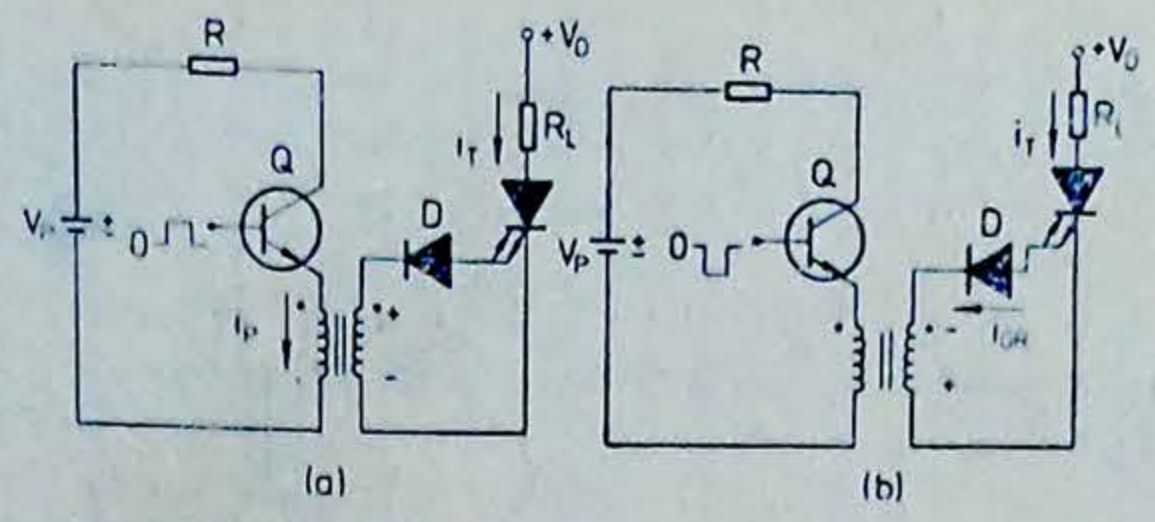


Fig. 6.24. Variantă practică a conceptului ilustrat în figura 6.23.

O variantă modificată a acestui circuit este prezentată în figura 6.25. În timpul conducției tiristorului *GTO*, tranzistorul *Q* este menținut în starea de blocare. Amorsarea tranzistorului *Q* permite trecerea curentului i_p în primarul transformatorului. Tensiunea indusă în secundar, avînd polaritatea indicată, deschide dioda *D*, determinînd extragerea curentului i_{GR} din poarta tiristorului *GTO* în vederea blocării acestuia [5] [14]. Capacitorul *C* are rolul de a șunta rezistorul *R* în faza de creștere a curentului i_p, ceea ce asigură supracomanda porții în etapa inițială de blocare a dispozitivului *GTO* (vezi și figura 6.11.).

Principiul creșterii amplitudinii (I_{GRM}) și pantei (di_{GR}/dt) curentului negativ de poartă în scopul stingerii dispozitivelor *GTO* de mare putere este ilustrat în figura 6.26. Blocarea tiristorului este asigurată de acțiunea *sincronă* a transformatorului și a capacitorului *C*, preîncărcat la tensiunea cu polaritatea indicată. Procedeul stingerii „*forțate*" a tiristorului prin acțiunea conjugată a două surse de comandă pe poartă este următorul [14]:

În timpul conducției dispozitivului *GTO*, capacitorul *C* este încărcat la valoarea prestabilită a tensiunii (cu polaritatea indicată). Inițierea procesului de stingere a *GTO* este efectuată prin închiderea sincronă a comutatoarelor electronice *K*1, *K*2 și *K*3. Joncțiunea poartă-catod a tiristorului *GTO* este polarizată în invers atît de capacitorul *C*, cît și de tensiunea indusă în secundarul transformatorului de sursa de polarizare V_p. Curentul i_{GR} extras din poarta tiristorului este format în acest caz din curentul i_C al capacitorului *C*

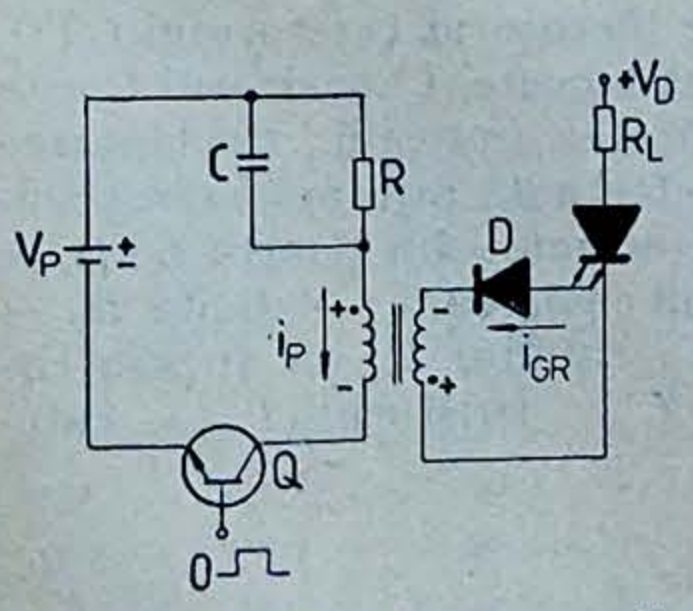


Fig. 6.25. Principiul de comandă pe poartă a tiristoarelor *GTO* printr-un transformator de impulsuri.

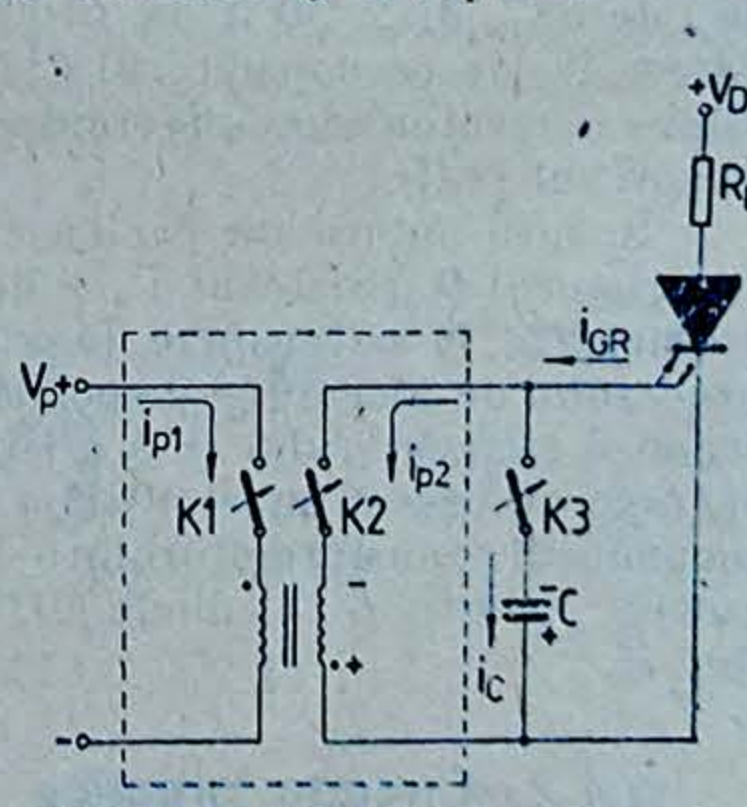


Fig. 6.26. Principiul de bază pentru blocarea tiristoarelor *GTO* de curenți mari utilizînd două surse de comandă pe poartă (un transformator și un condensator).

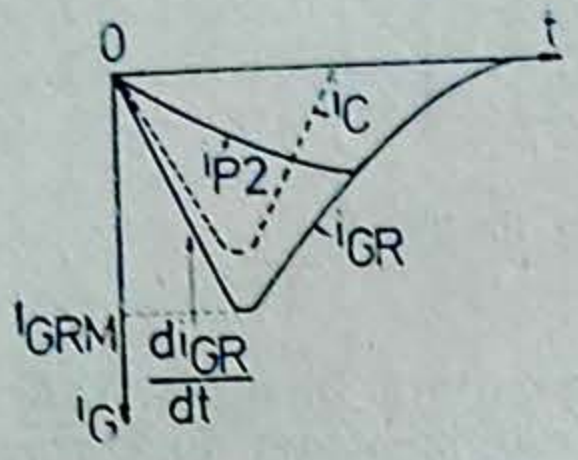


Fig. 6.27. Ilustrarea calitativă a ponderii curenților furnizați de condensator (i_C), respectiv de transformator (i_{P2}) din schema 6.26 în valoarea curentului i_{GR}.

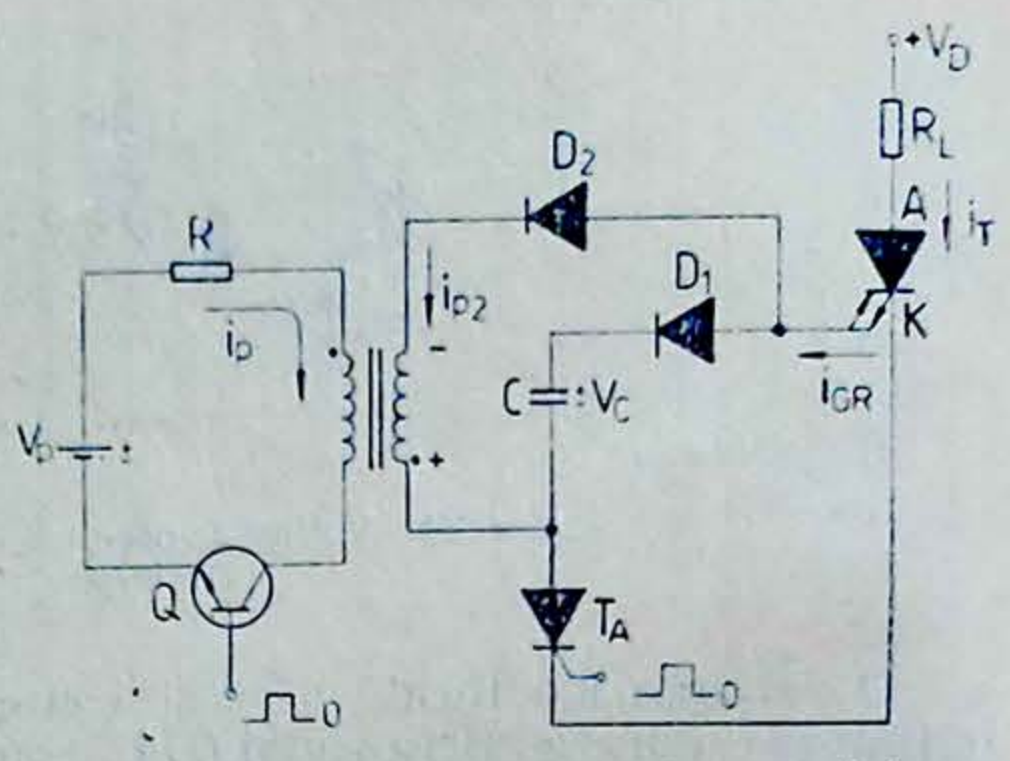


Fig. 6.28. Variantă de implementare practică a comenzii de blocare pe poartă a tiristoarelor de curenți mari cu ajutorul a două surse de putere.

și de curentul i_{P2} din secundarul transformatorului. Curentul i_C de descărcare al condensatorului C are o durată scurtă, însă o rată mare de creștere (di_C/dt), în timp ce curentul din secundarul transformatorului (i_{P2}) este definit de o rată redusă de creștere (di_{P2}/dt), avînd însă o durată mai lungă (figura 6.27.). Curentul i_{GR} extras din poarta tiristorului GTO, rezultat din suprapunerea celor doi curenți menționați, îmbină caracteristicile semnalelor constitutive (figura 6.27.) : rata mare de creștere (di_{GR}/dt), durata t_{gr} relativ lungă, valoarea maximă I_{GRM} ridicată. Prin reducerea timpului de descărcare al capacitorului C, se pot mări parametrii I_{GRM} și (di_{GR}/dt) ai impulsului negativ de poartă, asigurîndu-se totodată o durată (t_{gr}) adecvată a acestuia [5] [14].

O variantă practică a principiului descris anterior (figura 6.26) este prezentată în figura 6.28. Schema de atac, care poate asigura extragerea unui curent maxim pe poartă I_{GRM} de 200 A ... 300 A și o rată de creștere a acestuia de $di_{GR}/dt \geqslant 30$ A/μs, utilizează cele două surse de tensiune : V_P și tensiunea V_C de pe capacitorul C. Tranzistorul Q și tiristorul auxiliar T_A joacă rolul comutatoarelor electronice. Principiul de funcționare al schemei este următorul [14] :

În faza anterioară declanșării procesului de blocare al tiristorului GTO, tranzistorul Q, tiristorul T_A și diodele D_1, D_2 sînt blocate. Capacitorul C este preîncărcat la o tensiune prestabilită cu polaritatea indicată. Declanșarea procesului de blocare al dispozitivului GTO este efectuată prin amorsarea sincronă a tranzistorului Q și a tiristorului T_A. Ca urmare, din poarta GTO se extrage un curent substanțial (i_{GR}) atît pe traseul : poarta G — dioda D_2 — secundarul transformatorului — tiristorul T_A — catodul K, cît și prin circuitul : poarta G — dioda $D1$ — capacitorul C — tiristorul T_A — catodul K.

6.4.2. Circuite practice

În continuare sînt prezentate circuite practice cu cuplaj prin transformator pentru comanda tiristoarelor GTO de medie și mare putere. Configurațiile pentru comanda tiristoarelor GTO de medie putere au fost testate cu

componentele indicate. Aceste circuite pot fi realizate cu componente similare, iar prin modificări corespunzătoare pot fi adaptate pentru controlul pe poartă al tiristoarelor *GTO* de curenți mari.

Un circuit tipic de comandă cu izolație — prin intermediul unui transformator de impulsuri — este prezentat în figura 6.29. Circuitul este utilizabil în comanda pe poartă a tiristoarelor *GTO* de medie putere pînă la frecvențe de ordinul zecilor de kHz (10...40 kHz) în acele aplicații, în care factorul de umplere al impulsurilor variază între 5% și 50%, (de exemplu, în surse de alimentare funcționînd în regim de comutație). Principiul de funcționare al circuitului este următorul [1]—[3]:

La aplicarea unui semnal pozitiv pe baza tranzistorului Q_1, acesta intră în conducție. Curentul din secundarul transformatorului este injectat — prin capacitorul C_2 — în poarta tiristorului *GTO*, determinînd amorsarea acestuia. Curentul inițial injectat în poartă are o valoare ridicată, datorită prezenței rețelei R_3, C_1, iar apoi scade la o valoare determinată de rezistorul R_3. După ce tensiunea pe capacitorul C_2 atinge o valoare prestabilită ($\sim$ 10 V), curentul pozitiv de poartă este menținut via dioda Zener *DZ*. Stingerea tiristorului *GTO* este inițiată de blocarea tranzistorului Q_1 (prin negativarea bazei sale). Energia înmagazinată în miezul transformatorului determină inversarea polarității tensiunii în secundar și, în consecință, intrarea în conducție a tranzistorului Q_2. Blocarea tiristorului este efectuată de capacitorul C_2, care polarizează în invers joncțiunea poartă-catod a *GTO*.

În momentul intrării în conducție a tranzistorului *Q1*, valoarea curentului din primarul transformatorului este de $\simeq$ 500 mA. Acest curent scade la valoarea finală de $\simeq$ 125 mA cu constanta de timp $\tau(= R3 \cdot C1)$ de $\simeq$ 600 ns. Pentru raportul de transformare 2:1, curentul inițial de amorsare, aplicat pe poarta dispozitivului *GTO*, este de $\simeq$ 1 A, valoarea sa finală fiind de $\simeq$ 250 mA. Curentul de amorsare al tiristorului circulă pe traseul: secundarul transformatorului — capacitorul *C2* — inductanța *L1* — joncțiunea poartă-catod a dispozitivului *GTO* — dioda *D4*. În cursul procesului de amorsare al *GTO*, tranzistorul *Q2* este menținut în starea de blocare prin negativarea bazei sale de către tensiunea din secundarul transformatorului. Dioda Zener *DZ* limitează tensiunea maximă de încărcare a capacitorului *C2* la o valoare inferioară tensiunii de străpungere poartă-catod a dispozitivului *GTO*. Pentru valoarea indicată a condensatorului *C2*, pierderea de tensiune pe *C2* în decursul procesului de blocare al tiristorului este de numai 1...2 V. Dioda *D5* asigură blocarea rapidă a tranzistorului *Q2* în momentul amorsării tranzistorului *Q1*. Grupul *R1*, *D3* limitează valoarea de vîrf a tensiunii din primarul transformatorului. Rolul inductanței *L1* este cel evidențiat în conjuncție cu figurile 6.15 și 6.31. Transformatorul utilizat are valori reduse ale inductanței de pierderi. Raportul de transformare de 2:1 este obținut cu 40 spire cu diametrul de 0,315 mm în primar și 20 de spire de 0,5 mm în secundar [1]—[3].

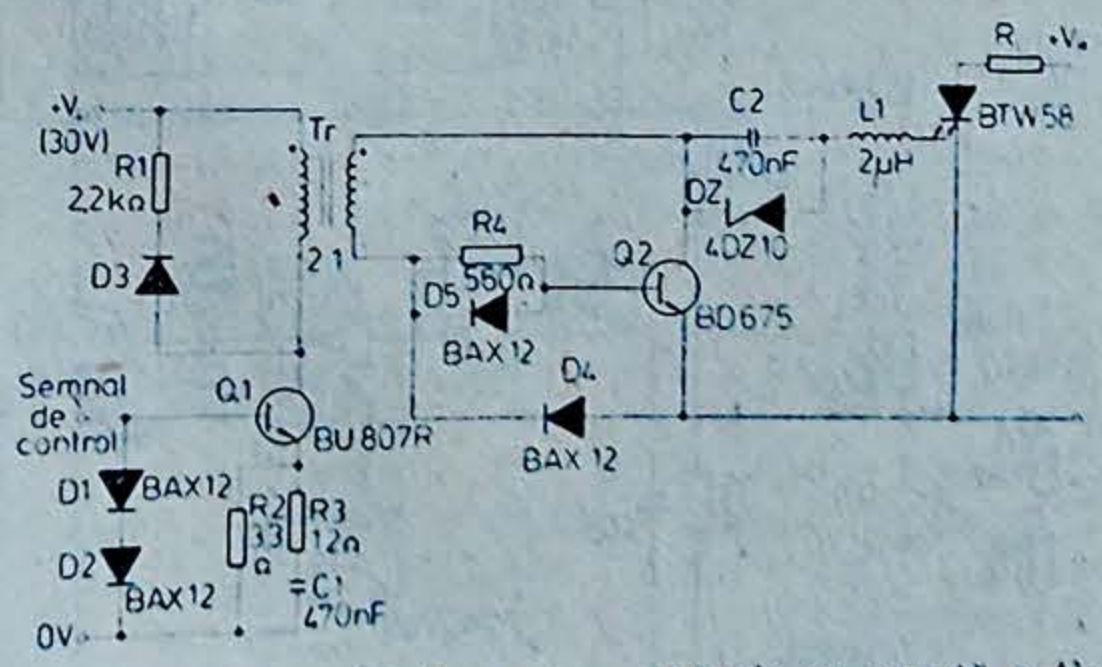


Fig. 6.29. Circuit tipic pentru comanda pe poartă a tiristoarelor *GTO* de medie putere prin intermediul unui transformator de impulsuri.

Valoarea maximă a curentului anodic care poate fi întreruptă cu acest circuit este de $I_{TQRM} = 5...10$ A. Valoarea minimă a factorului de umplere al impulsurilor este determinată de timpul necesar preîncărcării capacitorului C_3. Valoarea maximă a factorului de umplere este limitată de timpul necesar pentru demagnetizarea miezului transformatorului [1]—[3].

Circuitul de comandă prin transformator al dispozitivelor *GTO* prezentat în figura 6.30 funcţionează într-un diapazon extins de frecvenţe de comutare şi asigură o gamă largă de variaţie a factorului de umplere al impulsurilor generate. Transformatorul *Tr* de dimensiuni reduse şi raport de transformare 1 : 1 are valori scăzute ale inductanţei înfăşurărilor şi ale capacităţilor parazite. Sursele de alimentare ale circuitului sînt izolate galvanic. Configuraţia este utilizabilă, de exemplu, în controlul motoarelor de curent alternativ (vezi § 6.6.7.).

Etajele realizate cu tranzistoarele *Q2* şi *Q3* furnizează semnalele de amorsare, respectiv de blocare pe poarta tiristorului. Dioda *D2* previne conducţia simultană a celor două tranzistoare (vezi figura 6.16.). Menţinerea inductanţei transformatorului la valori scăzute are ca rezultat o constantă de timp $\tau(L/R)$ redusă în primar (~ 1 μs). Ca urmare, tensiunea obţinută în secundarul transformatorului este o variantă diferenţiată a semnalului de control, aplicat pe baza tranzistorului *Q1*. Porţile inversoare *IC1a* şi *IC1b* ale circuitului *MMC* 4069 formează un trigger *Schmitt* ; în consecinţă, la ieşirea porţii *IC1a* se „*restaurează*“ forma dreptunghiulară a impulsului de control aplicat la intrare. Porţile *IC1c*...*IC1f* ale circuitului *MMC* 4069 constituie *buffere* (tampoane) între ieşirea porţii *IC1a* şi baza tranzistorului *Q3*. Inductanţa parazităîn bucla formată din joncţiunea poartă-catod a tiristorului, dioda *D2*, tranzistorul *Q3* şi capacitorul *C4* este menţinută la o valoare scăzută (sub 1 μH). Principiul de funcţionare al schemei este următorul [1]—[3] :

În momentul considerat ca iniţial, tiristorul *GTO* şi tranzistoarele *Q1*, *Q3* sînt blocate. Principiul amorsării tiristorului este cel descris în conjuncţie cu figura 6.15. Curentul de amorsare injectat în poarta tiristorului este defi-

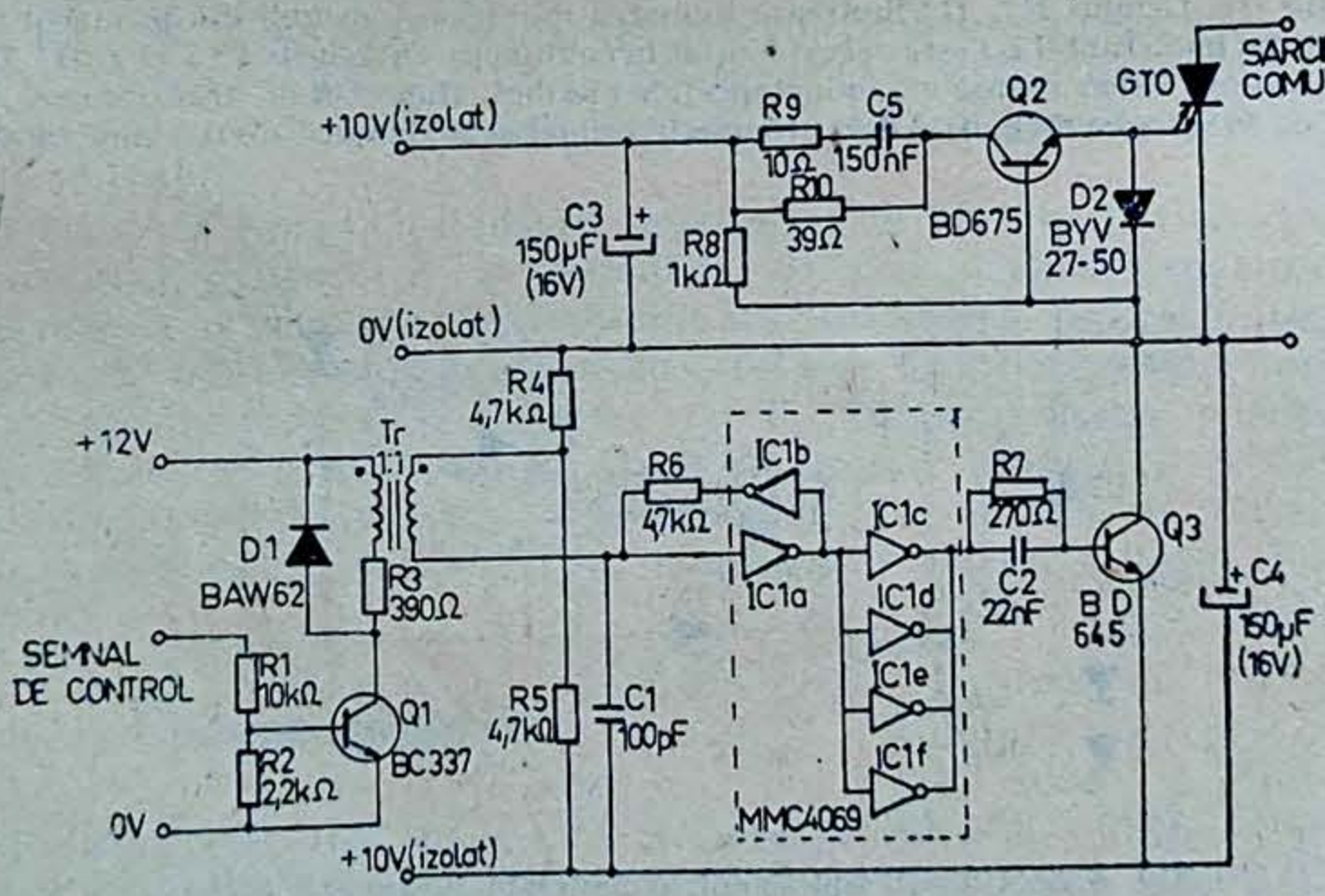


Fig. 6.30. Circuit de comandă prin transformator a tiristoarelor *GTO* de medie putere, utilizabil într-o gamă largă a frecvenţelor de comutare.

nit de rețeaua R_9, C_5, R_{10} și tranzistorul Q_2. Stingerea dispozitivului *GTO* este inițiată de aplicarea impulsului pozitiv de control la intrare, care deschide tranzistorul Q_1. Curentul de colector al tranzistorului Q_1 excită primarul transformatorului, determinînd inducerea în secundar a tensiunii necesare pentru deschiderea tranzistorului Q_3. Semnalul din secundar este aplicat pe baza tranzistorului Q_3 via circuitul *MMC* 4069. Curentul de colector al tranzistorului Q_3 este extras — via dioda D_2 — din poarta dispozitivului *GTO*, determinînd blocarea acestuia. Întreruperea semnalului de control de la intrare are ca efect blocarea tranzistorului Q_3, permițînd astfel reluarea ciclului „*on/off*" descris mai sus.

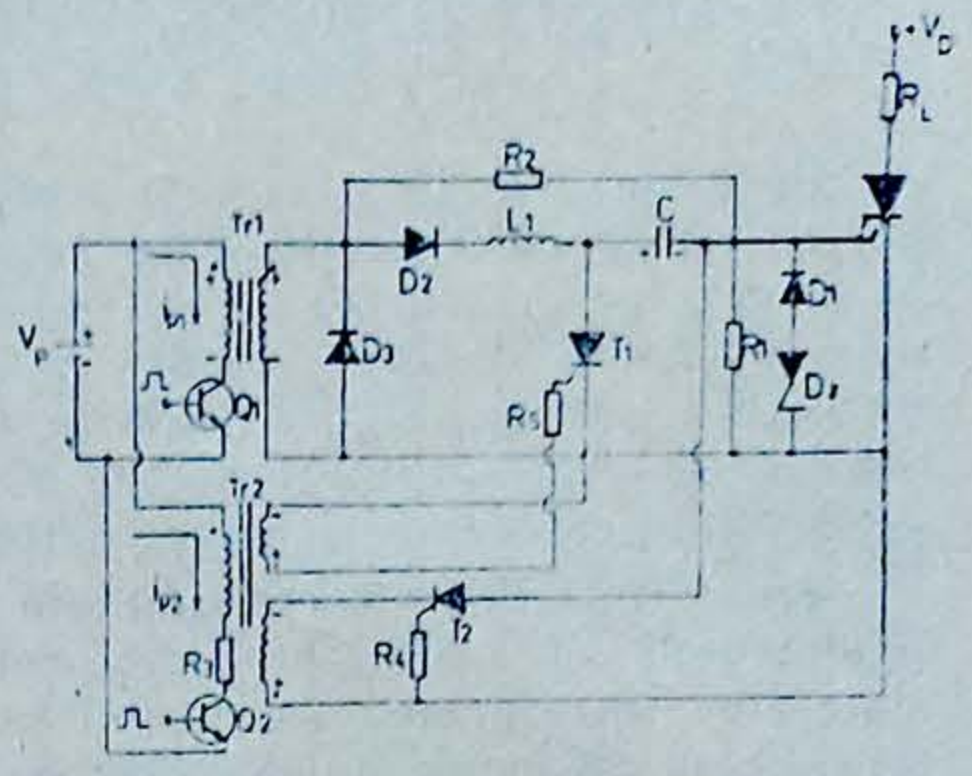


Fig. 6.31. Circuit practic pentru comanda pe poartă a tiristoarelor *GTO* de curenți mari.

O schemă practică de comandă pe poartă a tiristoarelor *GTO* de curenți mari, bazată pe conceptele ilustrate în figurile 6.26...6.28, este prezentată în figura 6.31. Principiul de funcționare al schemei este următorul [5] [14]:

În starea inițială, tiristorul *GTO* este blocat. Bascularea tiristorului *GTO* în starea de conducție se efectuează prin aplicarea unui impuls pozitiv pe baza tranzistorului Q_1. Intrarea în conducție a tranzistorului Q_1 permite trecerea curentului i_{P1}, care excită primarul transformatorului Tr_1. Tensiunea indusă în secundarul transformatorului Tr_1: a) determină curentul de amorsare al dispozitivului *GTO*, furnizat în poarta acestuia via rezistorul R_2; b) conduce la încărcarea rezonantă a capacitorului C, prin dioda D_2, inductanța L_1 și joncțiunea poartă-catod a tiristorului *GTO*. Valoarea finală a tensiunii pe capacitorul C, avînd polaritatea indicată, este practic egală cu dublul tensiunii induse în secundarul transformatorului Tr_1. După intrarea în conducție a tiristorului *GTO* și încărcarea capacitorului C la valoarea prestabilită a tensiunii, se procedează la blocarea tranzistorului Q. Frecvența de oscilație a circuitului C—L_1 se alege mult mai mare decît frecvența de comutare „*on/off*" a dispozitivului *GTO*.

Aplicarea unui impuls pozitiv pe baza tranzistorului Q_2 inițiază procesul de stingere al tiristorului *GTO*. Deschiderea tranzistorului Q_2 permite excitarea transformatorului Tr_2 prin intermediul curentului i_{P2}. Tensiunile induse în cele două secundare, avînd polaritatea indicată în figură, determină amorsarea tiristoarelor auxiliare T_1 și T_2, via rezistențele R_5, respectiv R_4. În urma intrării în conducție directă a comutatorului T_1, capacitorul C se descarcă prin T_1 și joncțiunea poartă-catod a *GTO*, generînd astfel componenta i_C a curentului i_{GR} (vezi figura 6.27). Simultan are loc extragerea componentei i_{P2} a curentului i_{GR}, evacuată din poarta dispozitivului *GTO* via tiristorul T_2. Blocarea dispozitivului *GTO* se produce „*forțat*", prin acțiunea a două surse de polarizare (vezi figurile 6.26. și 6.27.). Descărcarea rapidă a capacitorului C are ca efect auto-blocarea tiristorului T_1. După stingerea dispozitivului *GTO*, calea de curent a tiristorului T_2 se închide prin rezistorul R_1. Tiristorul T_2 se auto-blochează, dacă rezistorul R_1 limitează curentul său anodic sub valoarea curentului de menținere I_H (vezi figura 1.9.).

6.5. CIRCUITE AUXILIARE PENTRU ACCELERAREA BLOCĂRII

În scopul măririi vitezei de comutare a tiristoarelor *GTO* sînt utilizate rețele/circuite auxiliare, activate numai în momentul declanșării procesului de blocare pe poartă. Principiul rețelelor auxiliare, asemănător cu cel din figura 1.17, este ilustrat schematic în figura 6.32. Elementul auxiliar de comutație este tranzistorul Q_1, conectat în paralel cu tiristorul *GTO*. Bazele tranzistoarelor Q_1 și Q_2 sînt interconectate și cuplate la circuitul formator al impulsurilor de blocare. Funcționarea configurației este următoarea [15]:

Tiristorul *GTO* este comutat din starea de blocare în direct în cea de conducție de impulsurile pozitive furnizate pe poarta sa de către circuitul de amorsare. Întreruperea curentului anodic prin dispozitivul *GTO* se efectuează prin aplicarea impulsurilor pozitive, furnizate de circuitul de blocare, pe bazele tranzistoarelor Q_1 și Q_2. Intrarea în conducție a tranzistorului Q_1 are ca efect extragerea curentului i_{GK} din poarta tiristorului. Tranzistorul Q_2 aflat în conducție, șuntează o fracțiune importantă a curentului de sarcină, facilitînd astfel stingerea accelerată a dispozitivului *GTO*. După „asistența" acordată procesului de stingere al tiristorului, tranzistorul Q_2 este readus în starea inițială (de blocare) prin negativarea bazei sale.

Dezavantajul configurației din figura 6.32 îl constituie faptul că tranzistorul Q_2 este supus la aceeași valoare a tensiunii de blocare în direct ca și tiristorul *GTO*. În consecință, această soluție este limitată de tensiunea BV_{CEO} a tranzistorului Q_2. La tensiuni aplicate cu valori de peste 1 000 V, în locul tranzistorului Q_2 poate fi utilizat un tiristor convențional, care necesită însă un circuit auxiliar pentru blocarea sa (vezi figura 1.18.) „*Asistarea*" stingerii tiristoarelor *GTO* de curenți și tensiuni mari poate fi efectuată cu ajutorul unui tiristor *GTO* auxiliar (T_A), utilizat în locul tranzistorului Q_2. O asemenea variantă este ilustrată în figura 6.33, în care tranzistorul Q_1 este o configurație *Darlington*. Principiul de funcționare al acestei scheme este identic cu cel descris pentru cea din figura 6.32.

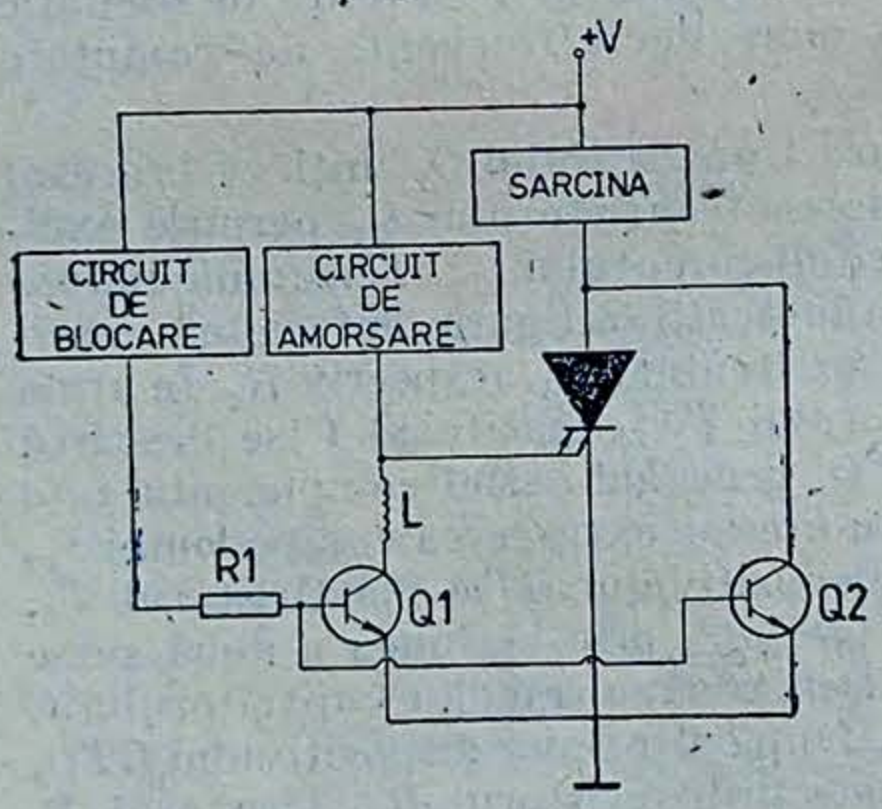


Fig. 6.32. Modalitate de circuit pentru accelerarea procesului de blocare pe poartă a tiristoarelor *GTO* de medie putere.

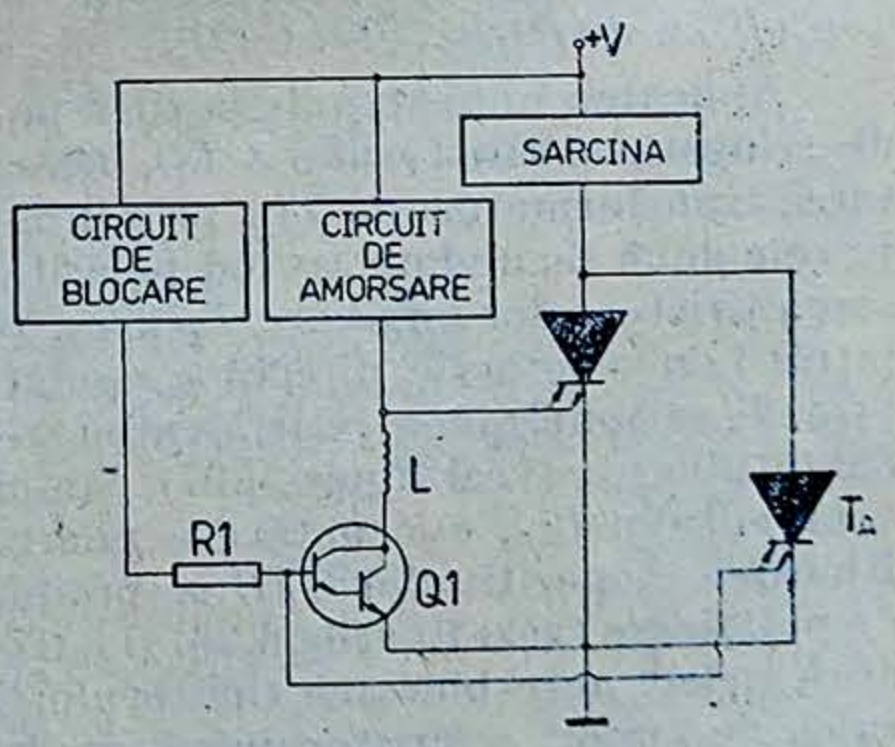


Fig. 6.33. Modalitate de circuit pentru accelerarea procesului de blocare pe poartă a tiristoarelor *GTO* de mare putere.

6.6. APLICAȚII SPECIFICE TIRISTOARELOR *GTO*

6.6.1. Considerații generale

Domeniile principale de utilizare ale tiristoarelor *GTO* sînt următoarele [1]—[9]:

— **aplicații industriale** (contactoare statice, invertoare, choppere, surse de alimentare, sisteme pentru controlul motoarelor de curent alternativ, instalații de încălzire prin inducție, aparatură electronică cu ultrasunete, etc.);

— **bunuri de larg consum** (circuite de deflexie pe orizontală și surse de alimentare pentru receptoare TV, circuite pentru controlul turației motoarelor, circuite pentru monitorizarea/controlul puterii în sistemele de încălzire/răcire, etc.).

Avantajele dispozitivelor *GTO* — în privința performanțelor și a complexității circuitelor de comandă — sînt deosebit de evidente la nivele de putere de peste 2 000 V/100 A, unde sînt în competiție doar cu tiristoarele convenționale (vezi § 5.5.). La nivele medii de putere, dispozitivele *GTO* prezintă — în comparație cu tiristoarele convenționale — avantajul timpilor de blocare reduși, obținuți în condițiile complexității diminuate a circuitelor de comandă (vezi figura 1.19). O comparație a principalelor date de catalog pentru tiristorul convențional rapid *BT* 154 și tiristorul cu blocare pe poartă *BTW* 58, amîndouă fabricate de firma *Philips* [1]—[3], este efectuată în Tabelul 6.1. Premizele comparației sînt defavorabile tiristorului *GTO*, care posedă

Tabelul 6.1. **Comparație între parametrii electrici relevanți ai tiristorului convențional *BT 154* și ai tiristorului *GTO BTW 58***

Dispozitivul	$I_{T(AV)}$	V_{DRM}	V_{TM}/I_{TM} (125°C)	t_q	t_s	t_f
BT 154	5 A	750 V	2,1 V/6 A	2,4 μs	—	—
BTW 58	6,5 A	1 500 V	3 V/5 A	—	0,5 μs	0,25 μs

o tensiune de blocare în direct mult mai înaltă (V_{DRM}), ceea ce implică o cădere de tensiune sporită în conducție directă. Dispozitivele *GTO* operate la cîștig unitar ($G_{off} = 1$) prezintă un timp de blocare $t_{gq}(= t_s + t_f)$ redus față de timpul de stingere t_q al tiristoarelor convenționale.

Avantajele tiristoarelor *GTO* față de tranzistoarele bipolare la nivele medii de putere (~ 1 000 V/10 A) sînt următoarele (vezi § 5.5): 1) valoarea sporită a densității curentului comutat; 2) fiabilitatea ridicată în regim de suprasarcină; 3) prezența capabilității de blocare a tensiunii în invers; 4) puterea redusă de comandă la amorsare; 5) consum nul de putere la intrare în conducție directă. Tranzistoarele posedă însă o imunitate ridicată la efectul dV/dt și valori mai reduse ale căderii de tensiune în saturație. Aceste trăsături completează Tabelul 6.2, în care sînt prezentate comparativ datele relevante de catalog pentru tranzistorul *BU* 208 *A* și tiristorul *GTO BTW* 58, ambele produse de firma *Philips* [1]—[3]. De notat că operarea tiristoarelor *GTO* de medie putere la cîștig unitar ($G_{off} = 1$) permite diminuarea substanțială a timpului de blocare t_{gq}, în principal prin reducerea componentei de stocare t_s (vezi tabelele 6.1, 6.2.).

Tabelul 6.2. **Comparație între parametrii electrici relevanți ai tranzistorului *BU 208 A* și ai tiristorului GTO BTW 58**

Dispozitivul	I_C, $I_{T(AV)}$	V_{CEO}, V_{DRM}	$V_{CE_{sat}}/I_C$	V_{ZM}/I_{ZM}	t_s	t_f
BU 208 A	5 A	1 500 V	1 V/5 A	—	6,5 μs	0,7 μs
BTW 58	5,5 A	1 500 V	—	3 V/5 A	0,5 μs	0,25 μs

În pofida avantajelor certe derivînd din timpul lor extrem de redus de comutare și puterea practic nulă de comandă la intrare, tranzistoarele *MOS* nu constituie un substitut al tranzistoarelor bipolare și al tiristoarelor *GTO* la puteri depășind nivelul de 5 A/600 V. Motivul principal îl constituie căderea de tensiune relativ mare în conducție directă a *TEC-MOS*, asociată naturii unipolare a curentului. Corelația rigidă dintre capabilitatea maximă în blocare și căderea de tensiune în direct al *TEC-MOS* comerciale este ilustrată în figura 6.34., comparativ cu tiristoarele *GTO* de medie putere. Această limitare este depășită în dispozitivele bazate pe *integrarea funcțională bipolar — MOS* (vezi § 5.4. și § 5.5.).

Domeniile principale de utilizare și de operare ale principalelor dispozitive de comutație de medie putere existente în prezent sînt indicate în figura 6.35 în termenii tensiunii maxime de blocare și ale frecvenței. De

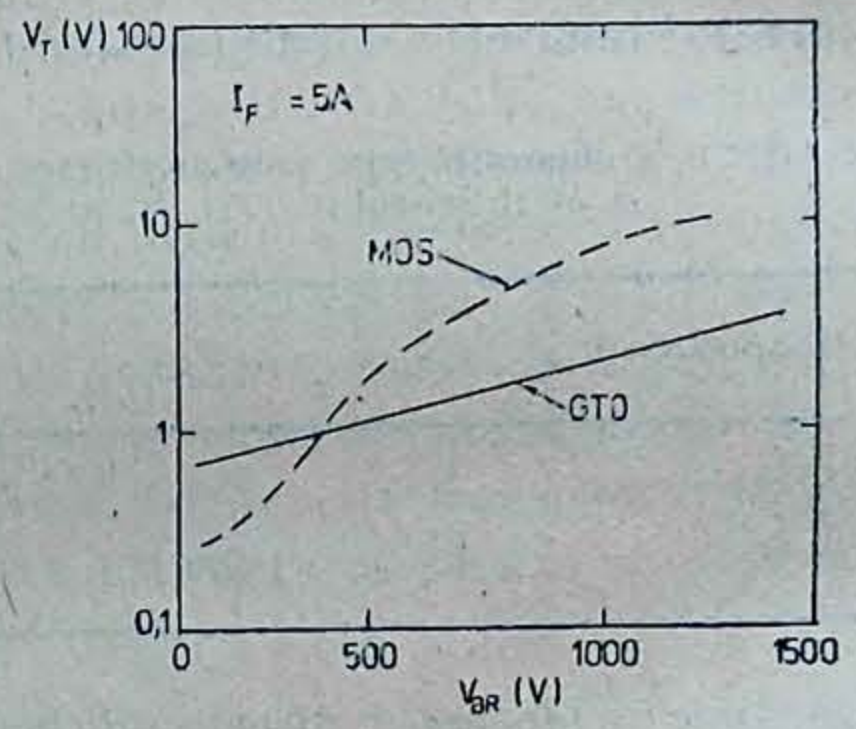


Fig. 6.34. Dependența căderii de tensiune în direct V_T (la un curent de $I_T = 5$ A) de tensiunea de străpungere în direct (V_{BR}) pentru tiristoare *GTO* și tranzistoare *MOS*.

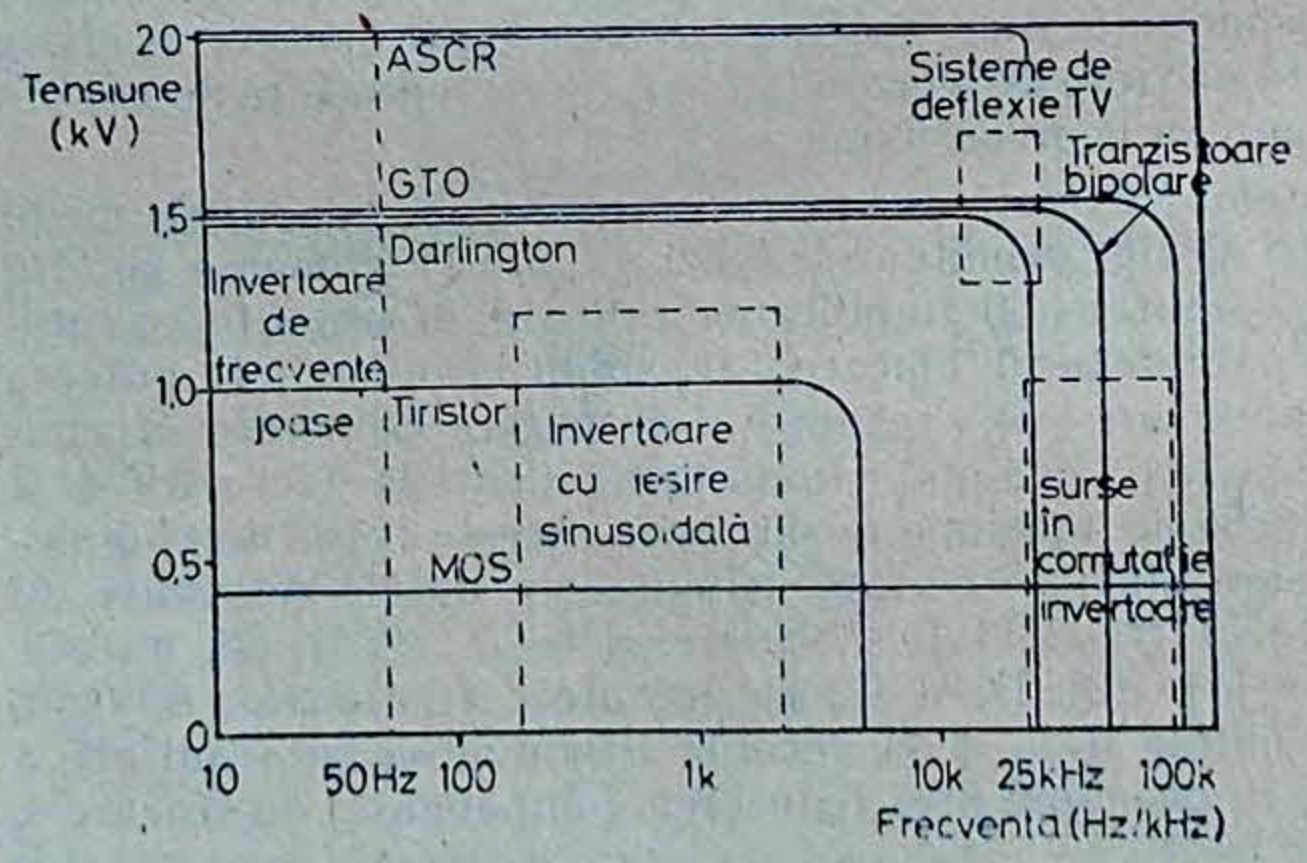


Fig. 6.35. Domeniile principale de utilizare ale tiristoarelor *GTO* de medie putere, prezentate comparativ cu cele ale altor dispozitive de comutație în termenii: *tensiune de blocare-frecvență de lucru.*

notat faptul că **tiristoarele asimetrice** *(ASCR)* convenționale și **tiristoarele cu blocare asistată de poartă** *(GATT)* prezintă un compromis comparabil cu cel oferit de dispozitivele GTO între capabilitatea de blocare în direct, timpul de stingere și căderea de tensiune în conducție (vezi § 4.2.2, § 5.2 și § 5.5).

6.6.2. Contactoare statice

Contactoarele statice de curent continuu (c.c.) sînt circuite electronice cu rol de întreruptoare între sarcină (consumator) și o sursă de c.c. În comparație cu releele electromagnetice, care îndeplinesc aceeași funcție, contactoarele realizate cu dispozitive semiconductoare sînt „*statice*" (*fără contacte în mișcare*), ceea ce mărește gradul lor de fiabilitate și viteza de răspuns la comenzi [6]—[10].

Contactoarele statice pentru tensiuni continue de pînă la 1 500 V se pot realiza cu tranzistoare bipolare de putere. Dezavantajele utilizării acestor dispozitive sînt detaliate în § 6.6.1. La nivele mari de putere ($\gtrsim$ 1 500 V/100 A), contactoarele statice sînt realizate cu tiristoare convenționale [5]—[8]; aceste configurații necesită însă utilizarea circuitelor auxiliare de stingere a comutatorului (tiristorului) principal (vezi figura 1.18). Înlocuirea tiristoarelor convenționale cu dispozitive *GTO* simplifică substanțial circuitele de forță și cele de comandă pe poartă (vezi figura 1.19.).

Schemele de principiu ale contactoarelor statice de c.c. cu tiristoare *GTO* sînt prezentate în figura 6.36. În varianta din figura 6.36, *a*, amorsarea tiristorului *GTO* se produce la deschiderea comutatorului *K*. În cursul procesului de amorsare a tiristorului, condensatorul *C* se încarcă prin rezistorul R_1 cu constanta $\tau = CR_1$ la tensiunea $+V_P$ cu polaritatea indicată. După închiderea comutatorului *K*, capacitorul *C* se descarcă prin rezistorul R_2. Curentul de descărcare al capacitorului *C*, extras din poarta tiristorului, determină blocarea treptată a acestuia. În secvența considerată ca inițială pentru schema din figura 6.36, *b*, tiristorul este blocat, iar comutatorul *K* — deschis. La închiderea comutatorului *K*, tiristorul este amorsat de curentul i_{GF} furnizat în poarta sa de sursa V_P, via rezistorul R_1. O fracțiune a acestui curent este injectată în bobina L_1. La deschiderea comutatorului *K*, curentul remanent al bobinei constituie semnalul i_{GR} extras din poarta tiristorului *GTO*, care trece în starea de blocare (*OFF*) [10] [11].

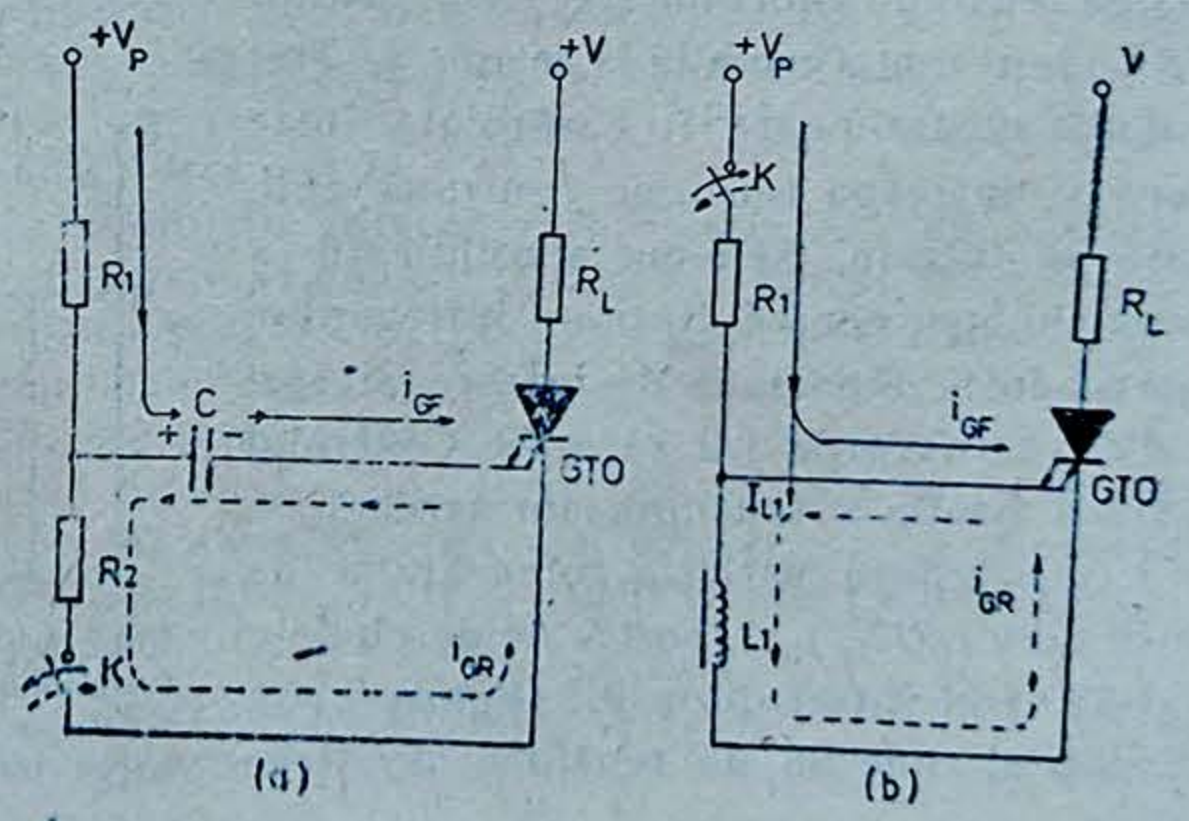


Fig. 6.36. Scheme de principiu ale contactoarelor statice de curent continuu cu tiristoare *GTO*.

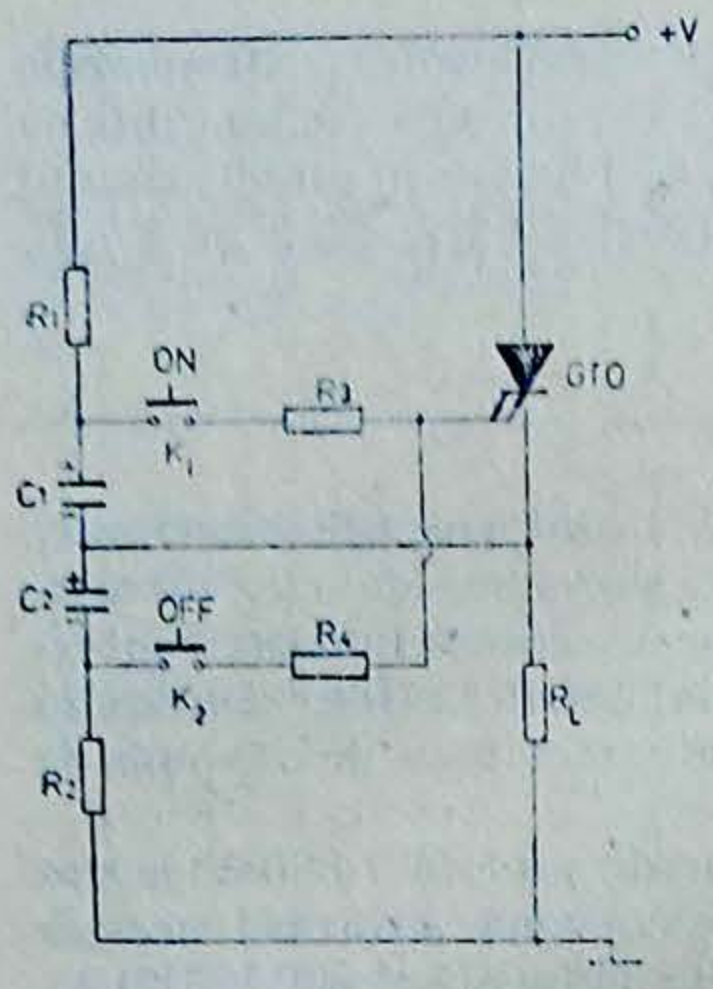


Fig. 6.37. Schema practică a unui contactor de curent continuu cu tiristor *GTO*.

Varianta simplă a unui contactor static practic cu tiristor *GTO* este prezentată în figura 6.37. În starea inițială, tiristorul este blocat, iar comutatoarele „*ON*“ și „*OFF*“ sînt deschise. Condensatorul C_1 se încarcă prin rezistențele R_1 și R_L la tensiunea sursei, cu polaritatea indicată. La apăsarea pe butonul „*ON*“, capacitorul C_1 se descarcă prin rezistorul R_3 și joncțiunea poartă-catod a tiristorului, determinînd astfel amorsarea acestuia. În intervalul de conducție al tiristorului, tensiunea $+V$ a sursei de alimentare se regăsește aproape integral pe rezistorul de sarcină R_L, iar capacitorul C_2 se încarcă prin rezistorul R_2 la tensiunea $\sim(+V)$, cu polaritatea indicată. La apăsarea butonului „*OFF*“, capacitorul C_2 polarizează în invers joncțiunea poartă-catod a tiristorului *GTO*. Descărcarea capacitorului C_2 prin rezistorul R_4 și joncțiunea poartă-catod conduce la blocarea treptată a dispozitivului *GTO* [10]. Rețeaua R_1, C_1, C_2, R_2 poate fi alimentată de la o sursă de tensiune V_p independentă.

Avantajele realizării contactoarelor statice cu dispozitive *GTO* au fost evidențiate în figura 1.19. De notat reducerea valorii, deci și a gabaritului condensatorului de stingere (C_2 în figura 6.37) — ca urmare a valorii mult diminuate a sarcinii electrice care trebuie înmagazinată în vederea generării semnalului negativ de poartă — în comparație cu cea a capacitorului conectat între anodul și catodul tiristoarelor convenționale (vezi figura 1.18).

6.6.3. Choppere (modulatoare de putere)

Chopperul (modulatorul) de putere este un circuit care efectuează transformarea tensiunii continue fixe de la intrare într-o tensiune variabilă la ieșire, a cărei valoare medie poate fi controlată între zero și întreaga tensiune continuă aplicată la intrare. Schema simplificată a unui chopper constă dintr-un întreruptor plasat între tensiunea de intrare și sarcină (vezi figurile 1.2. și 1.3.). Controlul valorii medii a tensiunii în sarcină se efectuează prin variația intervalului de închidere („*ON*“), respectiv de deschidere („*OFF*“) al întreruptorului (figura 6.38). Neglijînd căderile de tensiune pe tiris-

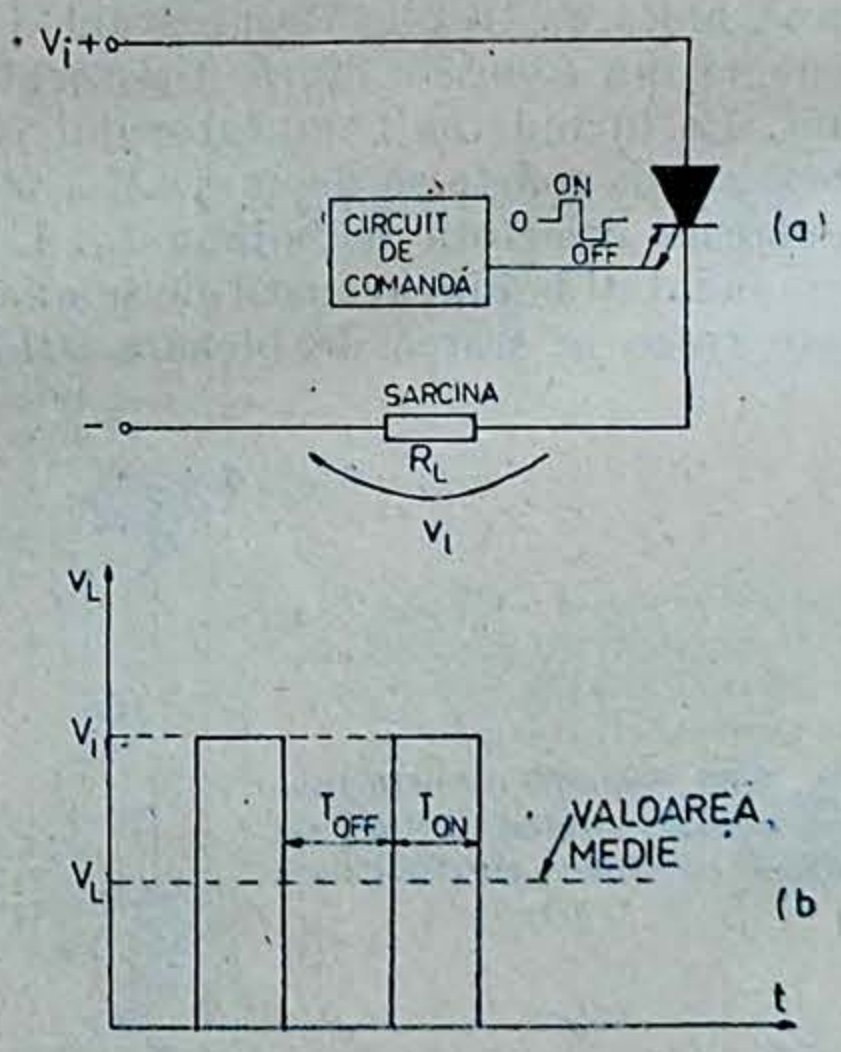


Fig. 6.38. Ilustrarea principiului de funcționare al unui chopper cu tiristor GTO pe o sarcină rezistivă (a) cu indicarea formelor de undă la ieșire (b).

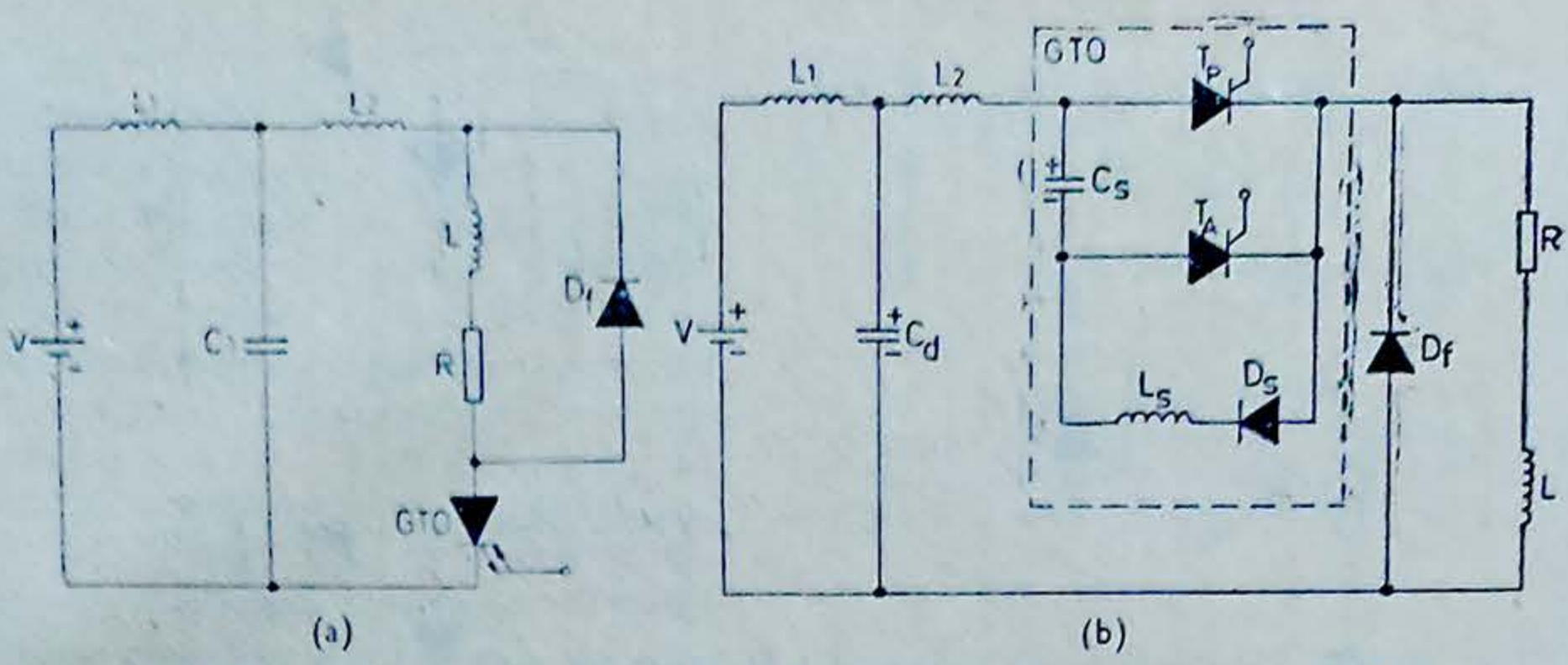


Fig. 6.39. Chopper realizat cu tiristor *GTO* (*a*) și varianta sa clasică, utilizînd tiristoare convenționale și componente auxiliare de stingere L_s, D_s, (*b*).

torul în conducție, valoarea medie a tensiunii de ieșire (V_L), obținută pe o sarcină R_L, se exprimă prin relația (figura 6.38) :

$$V_L = V_i \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} \tag{6.11}$$

Controlul valorii medii a tensiunii V_L poate fi efectuată în două moduri : prin modulația lățimii impulsurilor (T_{ON}), respectiv prin modulația densității impulsurilor.

Schema unui chopper cu tiristor *GTO* funcționînd pe o sarcină rezistiv-inductivă *(R, L)* este prezentată în figura 6.39 comparativ cu varianta clasică realizată cu tiristoare convenționale. Se remarcă faptul că **utilizarea unui singur dispozitiv *GTO* permite eliminarea tuturor componentelor încadrate în chenarul punctat al chopperului cu tiristoare convenționale.**

Funcționarea chopperului din figura 6.39, *a* este practic similară cu cea a schemei principiale din figura 6.38. Deosebirea fundamentală constă în faptul că, după blocarea tiristorului *GTO*, **curentul prin bobină *(L)* nu scade la zero (datorită fenomenului de autoinducție).** Rolul diodei de recuperare D_f este de a prelua întreaga energie ($Li^2/2$) înmagazinată de inductanța L în intervalul de conducție al tiristorului *GTO*. Această energie este *„descărcată"* în circuitul L, R, D_f (figura 6.40). Ca urmare, în intervalul de blocare (T_{OFF}) al tiristorului *GTO*, curentul prin sarcină (R, L), deși scade treptat, nu este nul (ca în cazul sarcinii rezistive).

Spre deosebire de majoritatea chopperelor, care furnizează în sarcină tensiuni de valoare inferioară celei de la intrare, circuitul din figura 6.41 este un **multiplicator de tensiune** *(„step-up chopper")*. Principiul de funcționare al schemei este următorul [5] :

Intrarea tiristorului în conducție directă este comandată de semnalul pozitiv aplicat pe poartă (figura 6.41, *a*). Curentul I furnizat de sursa V_i trece prin inductanța L și dispozitivul *GTO*. În cursul intervalului de conducție al tiristorului, bobina înmagazinează energia ($LI^2/2$). După blocarea tiristorului *GTO* (figura 6.41, *b*), energia înmagazinată în bobină este transferată condensatorului C, via dioda D. Considerînd curentul I ca fiind constant și neglijînd căderea de tensiune în direct pe tiristor, energia înmagazinată în inductanța L în cursul intervalului T_{ON} de conducție al dispozitivului *GTO* se exprimă prin [5] :

$$E_i = V_i \cdot I \cdot T_{ON} \tag{6.12}$$

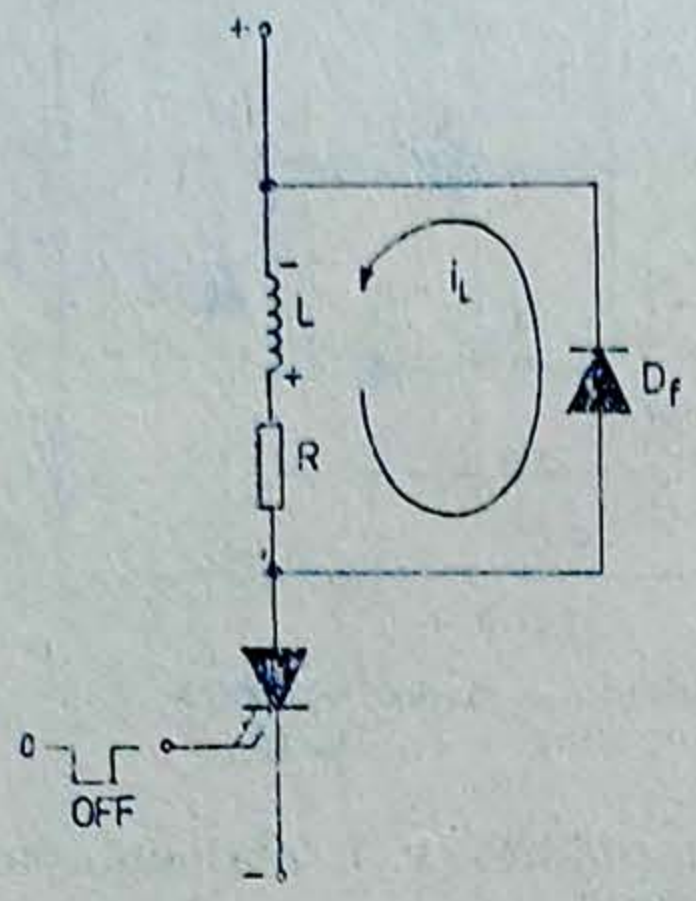


Fig. 6.40. Ilustrarea fenomenelor dintr-un chopper cu sarcină inductivă (vezi figura 6.39, *a*) după blocarea pe poartă a tiristorului *GTO*.

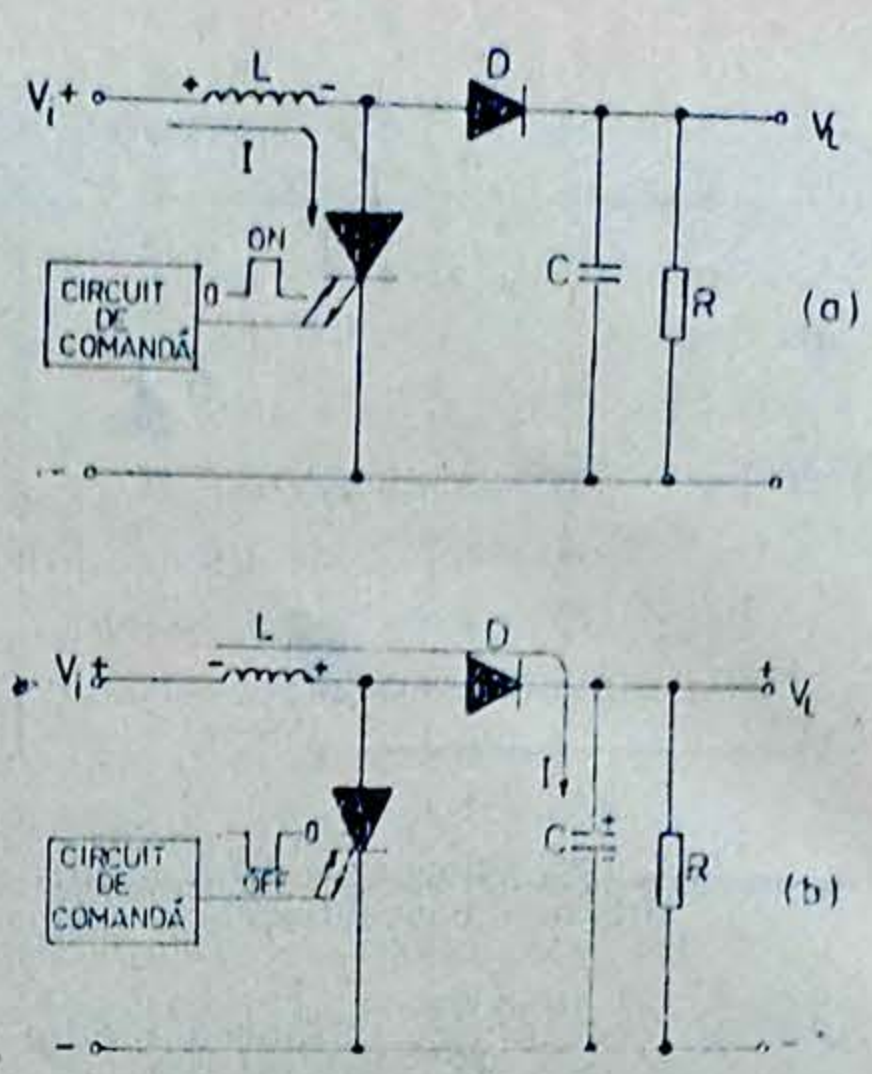


Fig. 6.41. Funcționarea unui chopper cu multiplicare de tensiune la amorsarea (*a*) și la blocarea (*b*) tiristorului *GTO*.

Transferul energiei din inductanță în sarcină (C, R) are loc în intervalul de blocare al tiristorului (T_{OFF}). Neglijînd căderea de tensiune pe dioda D, expresia energiei transferate E_T este:

$$E_T = (V_L - V_i) \cdot I \cdot T_{OFF} \tag{6.13}$$

În cazul transferului integral al energiei înmagazinate de inductanță: $E_i = E_T$. Din egalarea relațiilor (6.12) și (6.13) rezultă:

$$V_L = V_i \frac{T_{ON} + T_{OFF}}{T_{OFF}} \tag{6.14}$$

Pentru $T_{ON} = T_{OFF}$:

$$V_L = 2V_i \tag{6.15}$$

Circuitul permite obținerea tensiunilor de ieșire (V_L) mai mari decît dublul tensiunii de intrare. În cazul ciclurilor constante de funcționare ($T_{ON} + T_{OFF} = T = constant$), controlul tensiunii de ieșire se efectuează prin modificarea duratei de conducție a tiristorului (T_{ON}). Utilizarea unui autotransformator în locul inductanței L permite multiplicarea substanțială a tensiunii de ieșire.

Exemplul 6.1. Un chopper cu multiplicare de tensiune utilizează un tiristor *GTO* comutat cu frecvența $f = 500$ Hz ($T = 2$ ms). Tensiunea de intrare este $V_i = 220$ V, iar tensiunea de ieșire $V_L = 660$ V. Conform relației (6.14):

$$\frac{T_{ON} + T_{OFF}}{T_{OFF}} = \frac{T}{T_{OFF}} = \frac{V_L}{V_i} = 3 \tag{6.14'}$$

de unde: $T_{OFF} = T/3 = 0{,}66$ ms. Durata de conducție a tiristorului *GTO* este în acest caz de $T_{ON} = 1{,}33$ ms.

6.6.4. Invertoare

Invertoarele sînt circuite care realizează conversia energiei electrice de curent continuu de la intrare în energie electrică de curent alternativ la ieșire (*conversia c.c./c.a.*) Din punct de vedere funcțional, rolul invertorului este opus celui al redresorului [4]—[8].

Schema unui invertor monofazat în punte, realizat cu patru tiristoare *GTO*, este prezentată în figura 6.42. Circuitul realizează conversia tensiunii continue de la intrare (V) într-un semnal alternativ obținut pe sarcina R, L. În scopul obținerii uneia dintre semialternanțele semnalului alternativ pe sarcină sînt amorsate tiristoarele *GTO*1 și *GTO*3, în timp ce dispozitivele *GTO*2 și *GTO*4 sînt menținute în starea de blocare. În vederea generării celei de a doua semialternanțe a semnalului, se procedează la blocarea dispozitivelor *GTO*1 și *GTO*3 simultan cu amorsarea tiristoarelor *GTO*2 și *GTO*4. Frecvența semnalului alternativ obținut în sarcină (R, L) este dictată de tactul comutării tiristoarelor din punte. Frecvența maximă a semnalelor este limitată în principal de timpul de blocare (t_{gq}) al tiristoarelor *GTO* utilizate.

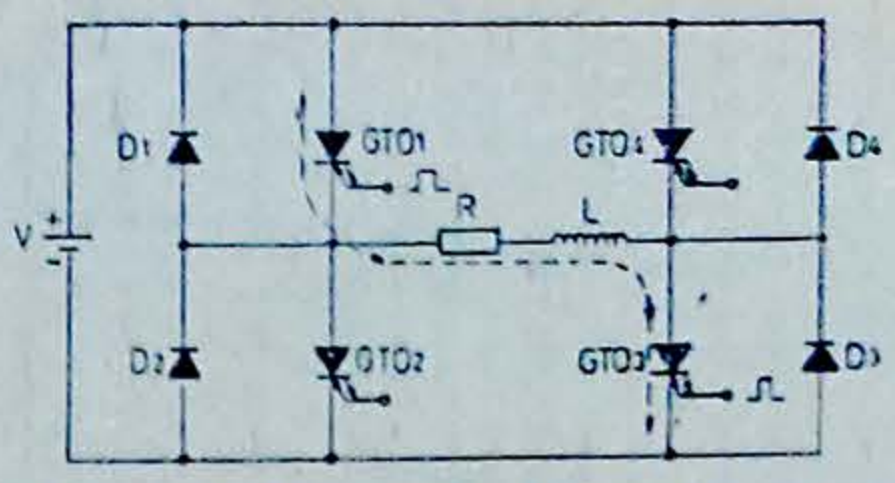


Fig. 6.42. Schema unui invertor monofazat în punte cu tiristoare *GTO* (Se indică sensul curentului prin sarcina R, L în cursul fazei de conducție a dispozitivelor *GTO*1 și *GTO*3).

Avantajul utilizării tiristoarelor *GTO* în invertoare reiese cu pregnanță din compararea circuitului din figura 6.42 cu omologul său clasic, realizat cu tiristoare convenționale (figura 6.43), care înglobează opt tiristoare și două grupuri L_s, C_s de stingere [6]—[8]. Se observă că fiecare tiristor principal T_{Pi} este însoțit de un tiristor auxiliar de stingere T_{Ai}, care, împreună cu grupul aferent L_s, C_s, asigură blocarea periodică a tiristorului principal adiacent. Din compararea celor două scheme rezultă că utilizarea dispozitivelor *GTO* reduce numărul tiristoarelor la jumătate, iar componentele auxiliare de stingere L_s, C_s sînt eliminate. Rezultatul direct este reducerea costului, greutății și volumului invertoarelor echipate cu tiristoare *GTO*. De notat că: 1) funcționarea unui invertor cu tiristoare *GTO* prezintă o stabilitate sporită față de variațiile sarcinii (în comparație cu schema utilizînd tiristoare convenționale); b) prezența armonicilor în semnalul de ieșire este diminuat, ceea ce permite utilizarea unor capacități și inductanțe de valori reduse în filtrele aferente [5]—[7].

Sarcina invertorului cu tiristoare *GTO* în punte poate fi conectată prin intermediul unui transformator (figura 6.44). Schema realizează conversia

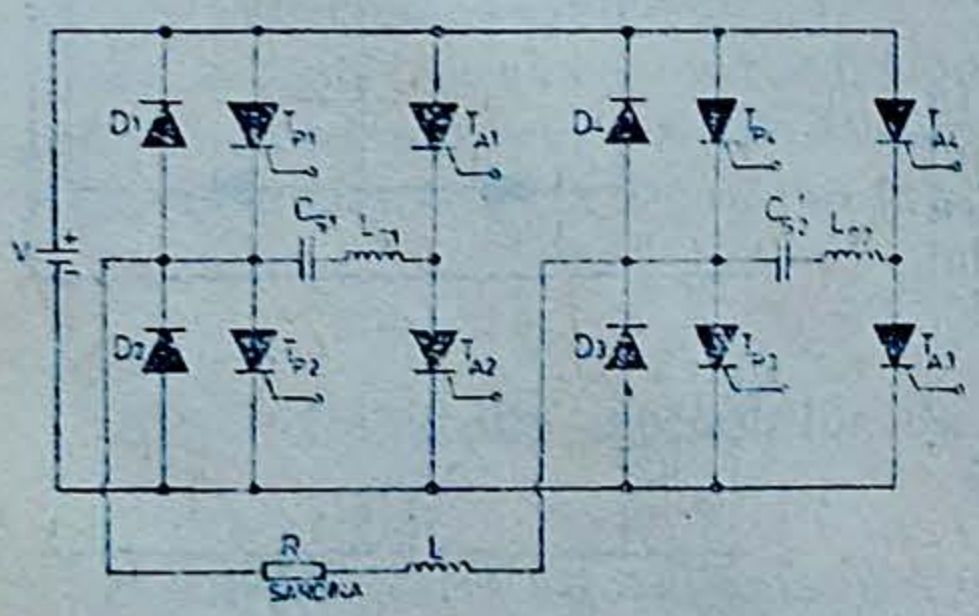


Fig. 6.43. Variantă clasică a unui invertor în punte realizat cu tiristoare convenționale.

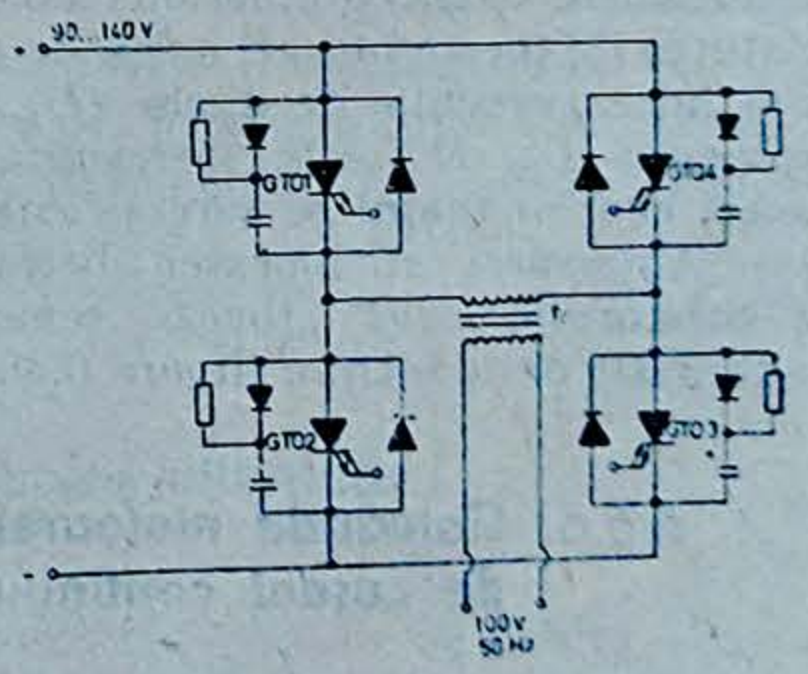


Fig. 6.44. Schema unui invertor în punte cu tiristoare *GTO* și cuplajul sarcinii prin intermediul transformatorului.

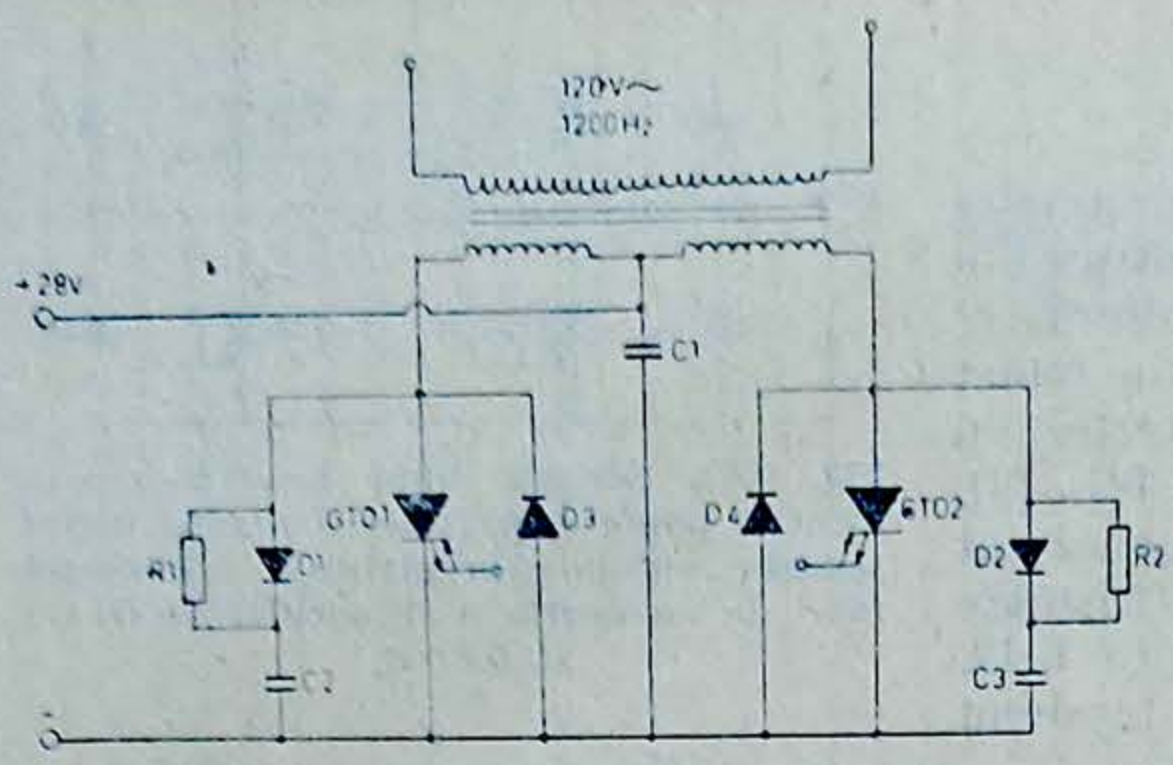


Fig. 6.45. Schema unui invertor utilizînd două tiristoare *GTO* și un transformator ridicător de tensiune.

tensiunii continue de la intrare într-un semnal alternativ la ieșire cu frecvența $f = 50$ Hz [5]. Grupurile *snubber RCD* figurate asigură protecția tiristoarelor *GTO* (vezi § 6.7.2).

O variantă de invertor cu o putere de 3 kW utilizînd doar două tiristoare *GTO* de curent mediu $I_{T(AV)} = 75$ A [5] [6] este prezentată în figura 6.45. Anozii celor două tiristoare *GTO* sînt conectați la cele două înfășurări ale primarului unui transformator ridicător de tensiune. Sarcina invertorului se conectează în secundarul transformatorului. Fiecare dispozitiv *GTO* este echipat cu un circuit *snubber* (vezi § 6.7.2). Circuitul invertor realizează conversia tensiunii continue de 28 V de la intrare în tensiune de formă dreptunghiulară de 120 V/1 200 Hz la ieșire. Cele două tiristoare *GTO* funcționează în antifază : în timpul conducției dispozitivului *GTO*1, comutatorul *GTO*2 este blocat, fiind apoi amorsat simultan cu stingerea pe poartă a tiristorului *GTO*1. Factorul de umplere al impulsurilor generate la ieșire este de 1/2 (50%).

6.6.5. Choppere de curent alternativ

Un chopper de semnal alternativ poate fi realizat cu un tiristor *GTO* și patru diode redresoare (figura 6.46.). Schema asigură aplicarea pe sarcină a oricărei porțiuni a semnalului alternativ de alimentare. Tiristorul *GTO* are rolul de comutator, care închide calea de curent între diodele D_1 și D_4 (la aplicarea semialternanței pozitive a semnalului de intrare), respectiv între diodele D_2 și D_3 (în cazul semialternanței negative). Atunci cînd tiristorul *GTO* este blocat, calea de semnal între perechile de diode (D_1, D_4, respectiv D_2, D_3) este întreruptă. În acest caz, semnalul pe sarcină este nul [1]. Amorsarea și blocarea periodică a tiristorului *GTO* „toacă" semnalul alternativ de la intrare (figura 6.46, *b*).

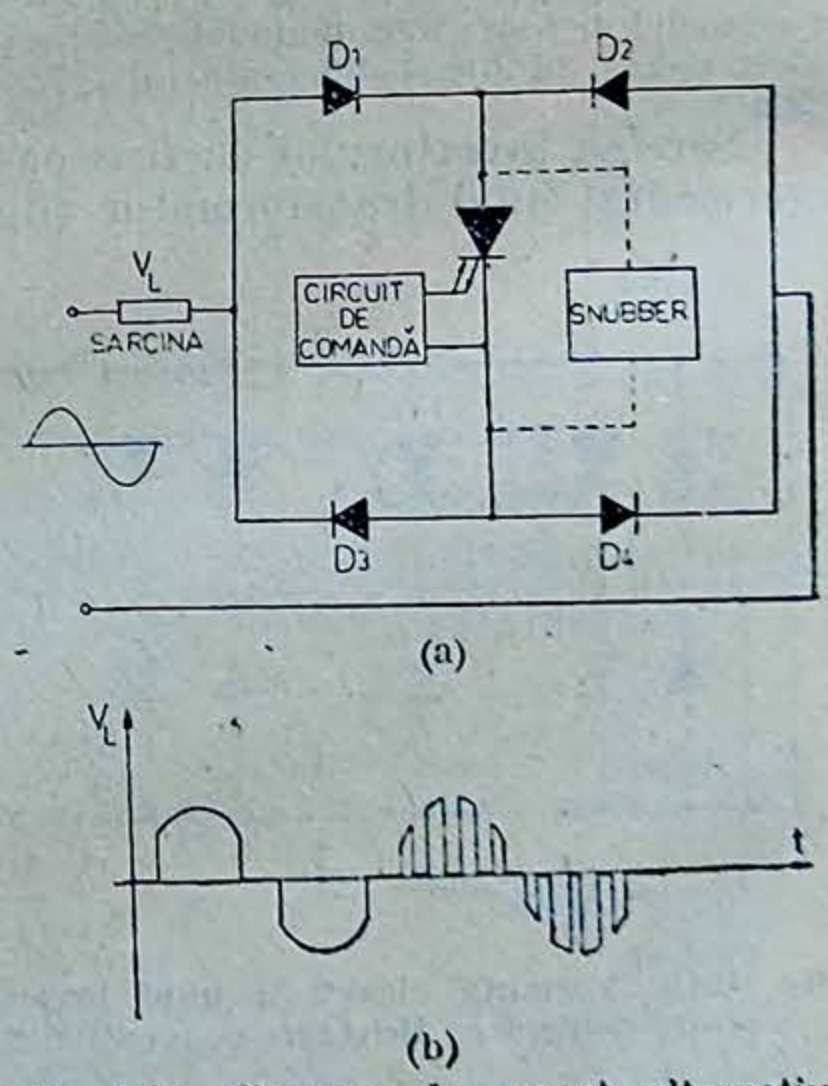


Fig. 6.46. Chopper de curent alternativ utilizînd un tiristor *GTO*.

6.6.6. Comanda motoarelor de curent continuu

Configurația de bază ilustrînd utilizarea unui tiristor *GTO* în **controlul turației motoarelor de curent continuu prin metoda modulației lă-**

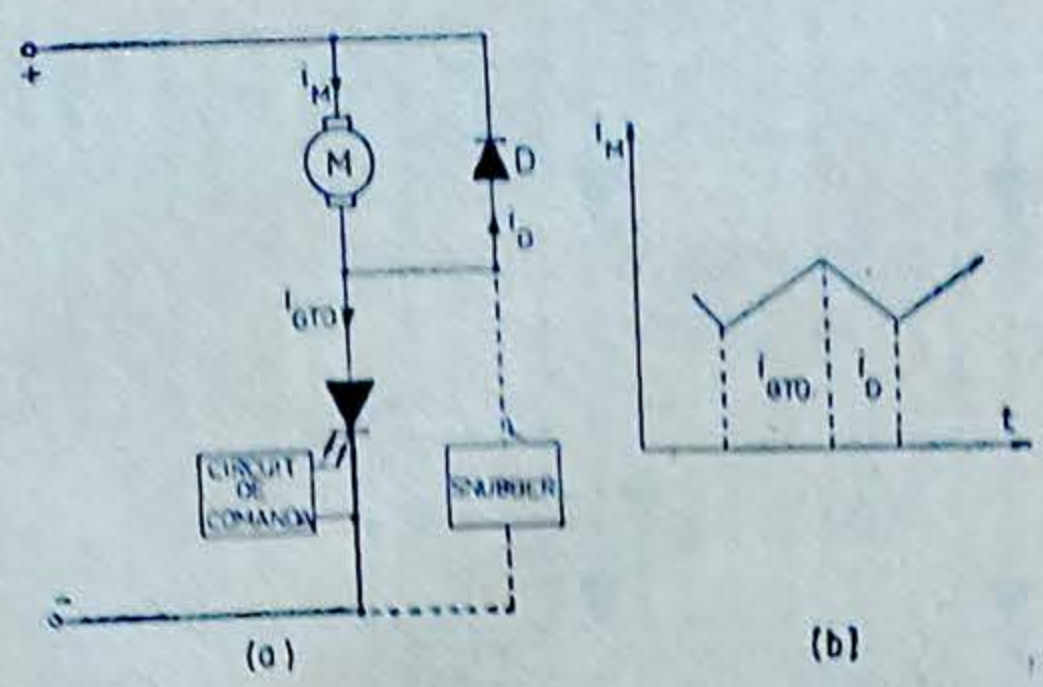


Fig. 6.47. Principiul utilizării tiristorului *GTO* în controlul turației motoarelor de curent continuu.

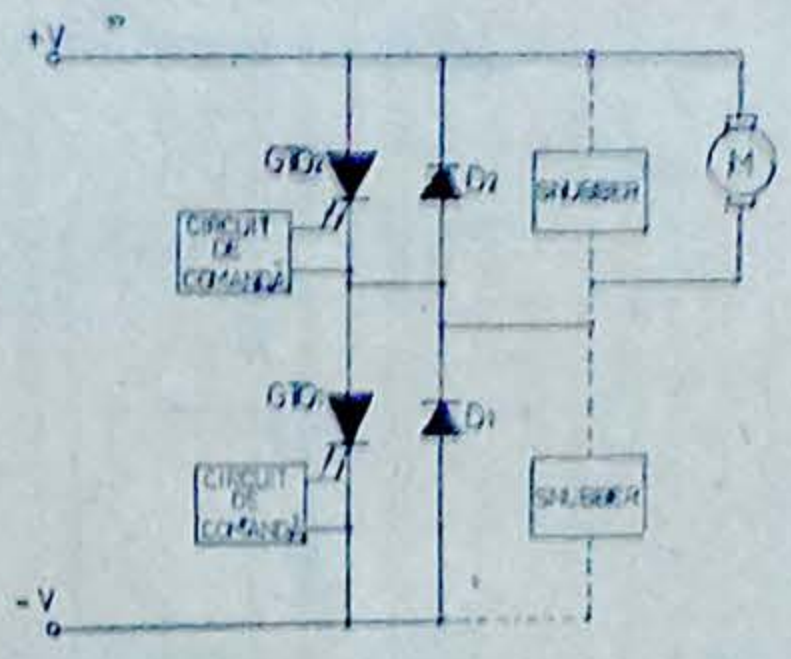


Fig. 6.48. Utilizarea a două tiristoare *GTO* pentru controlul turației motoarelor de curent continuu.

ţimii impulsurilor *(PWM = pulse width modulation)* este prezentată în figura 6.47. Regimul de lucru al tiristorului *GTO* este similar cu cel dintr-un chopper cu sarcină rezistiv-inductivă (figura 6.40.). Pentru alimentarea neîntreruptă în curent a motorului este necesar ca perioada de comutare a tiristorului să fie mult mai mică decît constanta de timp $\tau(=L/R)$ a sarcinii (motorului). Atunci cînd tiristorul se află în conducţie (figura 6.47, *b*.), curentul de alimentare al motorului (i_M) trece prin dispozitivul *GTO* (i_{GTO}). După blocarea tiristorului, conducţia curentului i_M este preluată de dioda *D* ($i_M = i_D$, vezi şi figura 6.40.). La o frecvenţă de comutare constantă, controlul motorului *M* se efectuează prin variaţia duratei de conducţie a dispozitivului *GTO*. Utilizarea circuitului *snubber* (vezi §.6.7.2.) este opţională [1].

Schema cu două dispozitive *GTO* din figura 6.48. permite o frînare regenerativă a motorului de curent continuu. Dispozitivele GTO_1 şi D_2 au rolurile descrise în conjuncţie cu figura 6.47. Frînarea regenerativă este controlată de dispozitivul GTO_2 : intrarea acestuia în conducţie directă asigură şuntarea motorului. În intervalul scurt de conducţie al comutatorului GTO_2, energia asociată tensiunii contraelectromotoare a mototorului este transferată în inductanţa acestuia. După blocarea tiristorului GTO_2, această energie este returnată sursei de alimentare [1].

6.6.7. Comanda motoarelor de curent alternativ

O schemă pentru **comanda turaţiei motoarelor trifazate de curent alternativ** utilizînd şase tiristoare *GTO* este prezentată în figura 6.49. Schema se bazează pe principiile prezentate în §.6.6.4. şi §.6.6.6. De notat faptul că o schemă similară cu tiristoare convenţionale utilizează 12 dispozitive, din care şase sînt auxiliare (pentru stingerea tiristoarelor principale) [1] — [3].

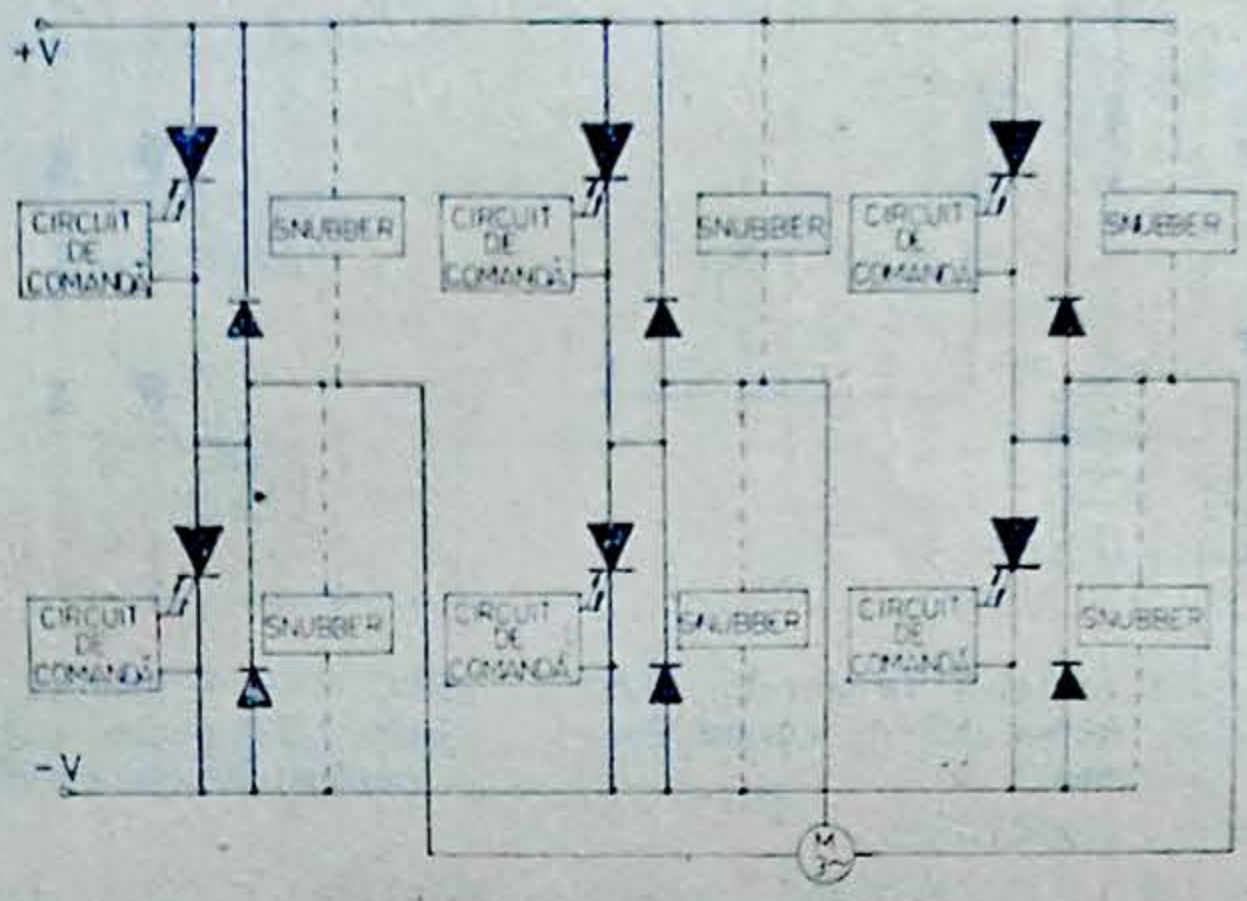


Fig. 6.49. Schemă cu şase tiristoare *GTO* pentru controlul turaţiei motoarelor trifazate de curent alternativ.

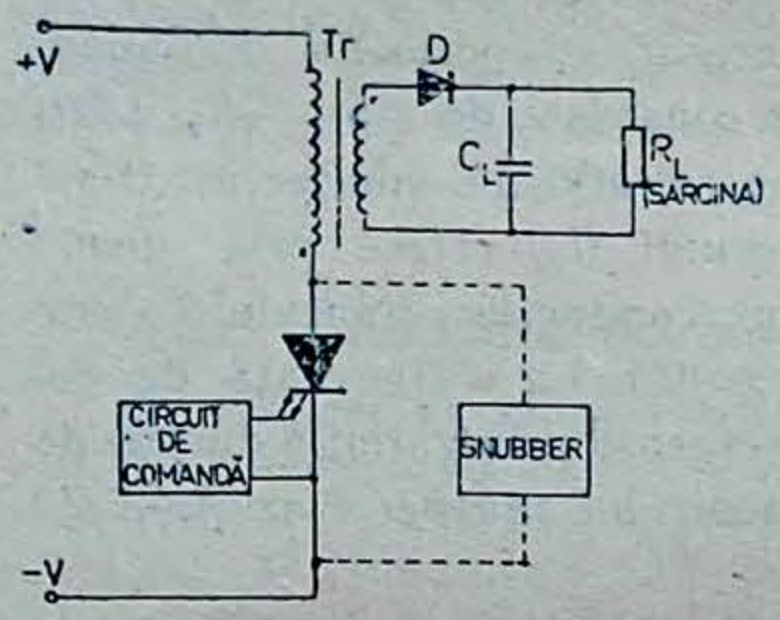


Fig. 6.50. Etajul de ieşire al unei surse de putere în comutaţie utilizînd un tiristor *GTO*.

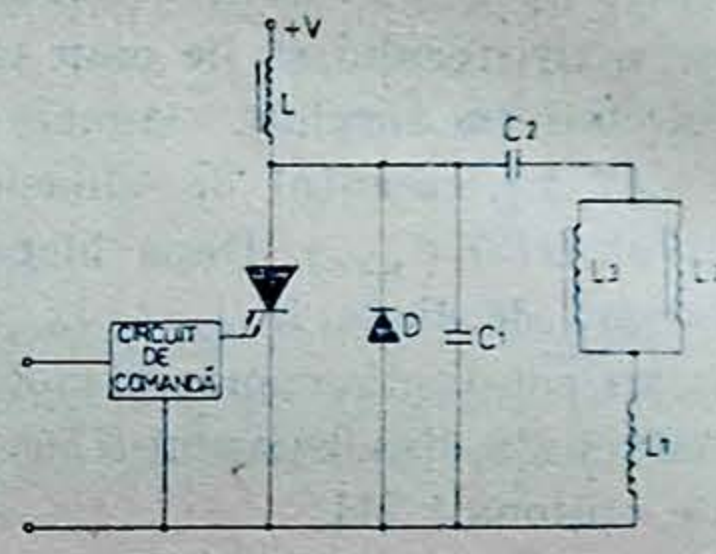


Fig. 6.51. Etajul de ieşire al sistemului de deflexie *TV* pe orizontală utilizînd un tiristor *GTO*.

6.6.8. Surse de putere în comutaţie

Etajul de ieşire al unei **surse de putere în comutaţie** cu un tiristor *GTO* este prezentat în figura 6.50. La blocarea dispozitivului *GTO*, polaritatea înfăşurărilor transformatorului determină apariţia în secundar a tensiunii de deschidere a diodei *D*, ceea ce permite alimentarea în putere a sarcinii R_L. În timpul conducţiei dispozitivului *GTO*, dioda *D* este blocată şi alimentarea sarcinii este întreruptă.

6.6.9. Alte aplicaţii

Tiristoarele *GTO* au o serie de alte aplicaţii, ca **relee de putere** sau **comutatoare electronice** în circuite consacrate [1], cum ar fi **etajele finale ale sistemelor de deflexie TV pe orizontală** (figura 6.51) sau **invertoare (convertoare)**

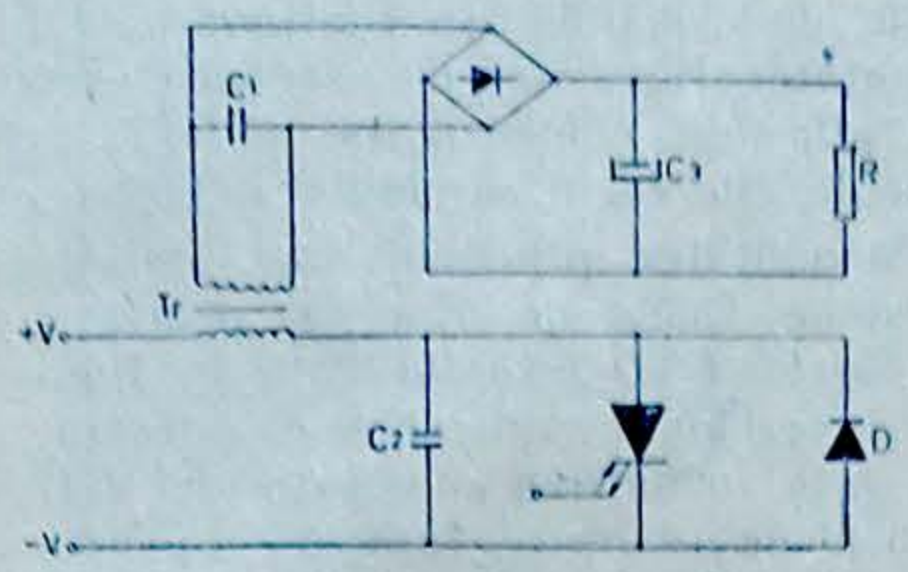


Fig. 6.52. Schema de principiu a unui convertor cu rezonanță serie utilizînd un tiristor *GTO*.

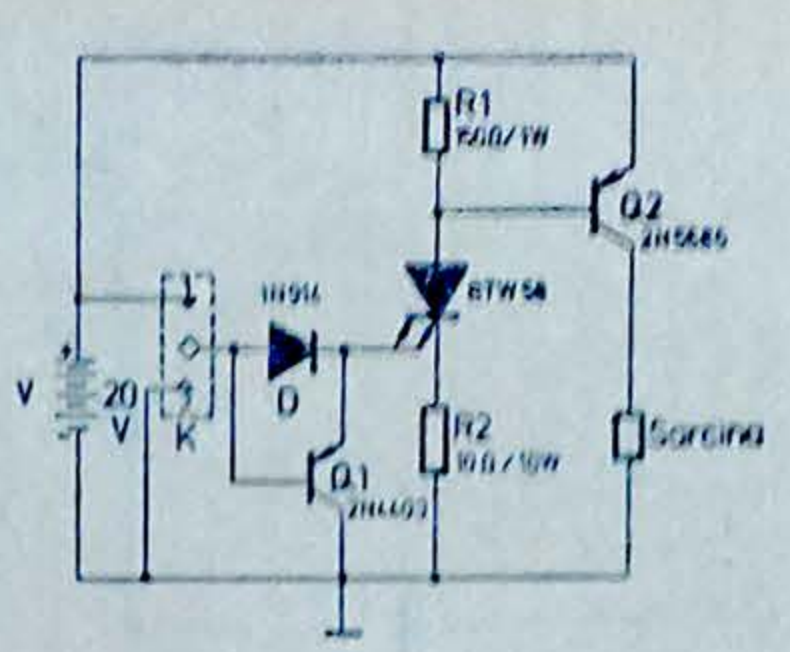


Fig. 6.53. Schema practică a unui comutator electronic de putere utilizînd un tiristor *GTO*.

cu rezonanță serie (figura 6.52). Există multiple posibilități de utilizare a tiristoarelor *GTO*. Una dintre acestea este prezentată în figura 6.53. Principiul de funcționare al schemei, care asigură controlul puterii în sarcina R_L, este următorul [18] :

Atunci cînd comutatorul K se află în poziția 1, dioda D și baza tranzistorului Q_1 sînt pozitivate de sursa V. Tranzistorul Q_1 este blocat, în timp ce dioda D, aflată în conducție, oferă o cale pentru semnalul de amorsare al tiristorului. Intrarea în conducție a dispozitivului *GTO* determină scăderea substanțială a potențialului bazei tranzistorului de putere Q_2, aflat inițial în starea de blocare. Bascularea tranzistorului Q_2 în starea de conducție asigură alimentarea în curent a sarcinii R_L. Întreruperea furnizării de putere în sarcină se efectuează prin trecerea comutatorului K în poziția 2. Ca urmare, dioda D se blochează, iar tranzistorul Q_1 intră în conducție, deoarece emitorul său, conectat la poarta dispozitivului *GTO*, se află la un potențial mai mare decît baza, conectată la masă. Curentul de emitor al tranzistorului Q_1 este extras din poarta dispozitivului *GTO*. Stingerea tiristorului are drept consecință conectarea bazei tranzistorului Q_2 la potențialul (+ V). Ca urmare, Q_2 se blochează întrerupînd astfel alimentarea în curent a sarcinii R_L.

6.7. PROBLEME SPECIFICE DE UTILIZARE

6.7.1. Eficiența comenzii pe poartă

Parametrii semnalelor de poartă (amplitudinea, forma, durata) determină într-o măsură considerabilă eficiența utilizării și fiabilitatea tiristoarelor *GTO*, în toate aplicațiile menționate. Odată cu creșterea frecvenței de comutație, se recomandă amorsarea și blocarea dispozitivelor *GTO* cu semnale de amplitudine ridicată. Operarea tiristoarelor *GTO* la valori reduse ale cîștigului la amorsare (G_{on}), respectiv la blocare (G_{off}), prezintă avantajul unui timp redus de comutație, ceea ce minimizează pierderile, deci încălzirea dispozitivelor. Natura sarcinii comutate (rezistivă sau inductivă), precum și configurațiile etajelor finale de atac, își impun propriile ce-

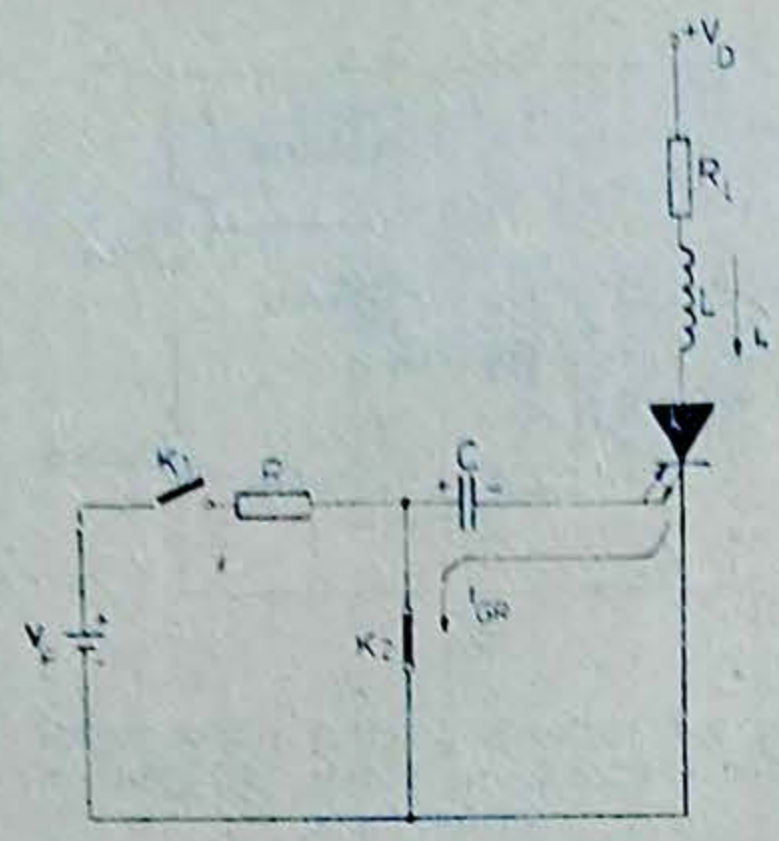


Fig. 6.54. Ilustrarea principiului de bază utilizat în realizarea etajelor finale de atac pe poartă a tiristoarelor *GTO*.

rințe în privința formei și duratei semnalelor de comandă. În continuare sînt prezentate cîteva aspecte specifice privind eficiența comenzii pe poartă, în particular în cazul sarcinilor inductive.

Modalitatea principală de realizare a etajelor finale de atac pe poartă a tiristoarelor *GTO* este ilustrată în figura 6.54 (vezi §6.3). Amorsarea este declanșată prin închiderea comutatorului *K*1. Curentul de amorsare, furnizat în poarta dispozitivului *GTO* de sursa V_P, scade pe măsura încărcării condensatorului *C* (figura 6.55). În cazul cînd constanta de timp de încărcare a condensatorului *C* este redusă, curentul i_{GF} scade rapid de la valoarea maximă (I_{GFM}) la nivelul I_{GT} (figura 6.55). Scăderea curentului de poartă la nivelul I_{GT} înainte ca valoarea curentului anodic să fi atins nivelul de „*agățare*“ I_L (figura 6.55) conferă un **caracter de incertitudine** procesului de amorsare : în acest caz, există posibilitatea ca tiristorul să revină în starea de blocare, adică aprinderea eșuează. Acest fenomen este mai probabil în cazul operării tiristoarelor pe sarcini inductive, care limitează rata de creștere a curentului anodic în cursul amorsării. **Prevenirea fenomenului de „amorsare eșuată“** prin creșterea valorii capacitorului *C*, deci implicit a constantei $\tau = RC$ (figura 6.54), conduce inerent la diminuarea frecvenței maxime de comutare a tiristorului *GTO* în aplicația dată.

Același **fenomen de eșuare a amorsării** se poate produce în cazul comenzii tiristoarelor *GTO*, operate pe sarcini inductive, cu impulsuri rectangulare de curent (figura 6.56). Dacă la încheierea semnalului de comandă, curentul anodic i_T atinge o valoare doar cu puțin superioară curentului de „*agățare*“ I_L, rata rapidă de scădere a curentului de poartă ($-\mathrm{d}i_{GF}/\mathrm{d}t$) determină revenirea dispozitivului în starea de blocare directă. Acest fenomen poate fi eliminat prin mărirea duratei impulsului sau/și diminuarea ratei de scădere a curentului de poartă ($-\mathrm{d}i_{GF}/\mathrm{d}t$) [3].

Valoarea capacitorului *C* (figura 6.54) este determinată și de sarcina Q_{GQ} extrasă din poarta tiristorului *GTO* în timpul procesului de blocare (figura 6.57, *c*), în principal în cursul fazei de stocare t_s. Atunci cînd se urmărește ca valoarea tensiunii de pe capacitorul *C* (figura 6.54) să scadă doar cu 10% în cursul procesului de stingere pe poartă, sarcina stocată pe *C* în perioada premergătoare fazei de blocare trebuie să fie aproximativ egală cu $\simeq 10\, Q_{GQ}$. Valoarea capacității *C* este în acest caz :

$$C \simeq 10 \frac{Q_{GQ}}{V_{GRM}} \qquad (6.16)$$

unde : V_{GRM} este valoarea maximă a tensiunii inverse aplicate între poartă și catod la blocarea tiristorului, iar Q_{GQ} se poate exprima sub următoarea formă simplificată (figura 6.57, *c*) :

$$Q_{GQ} \simeq I_{GRM} \cdot t_s \qquad (6.17)$$

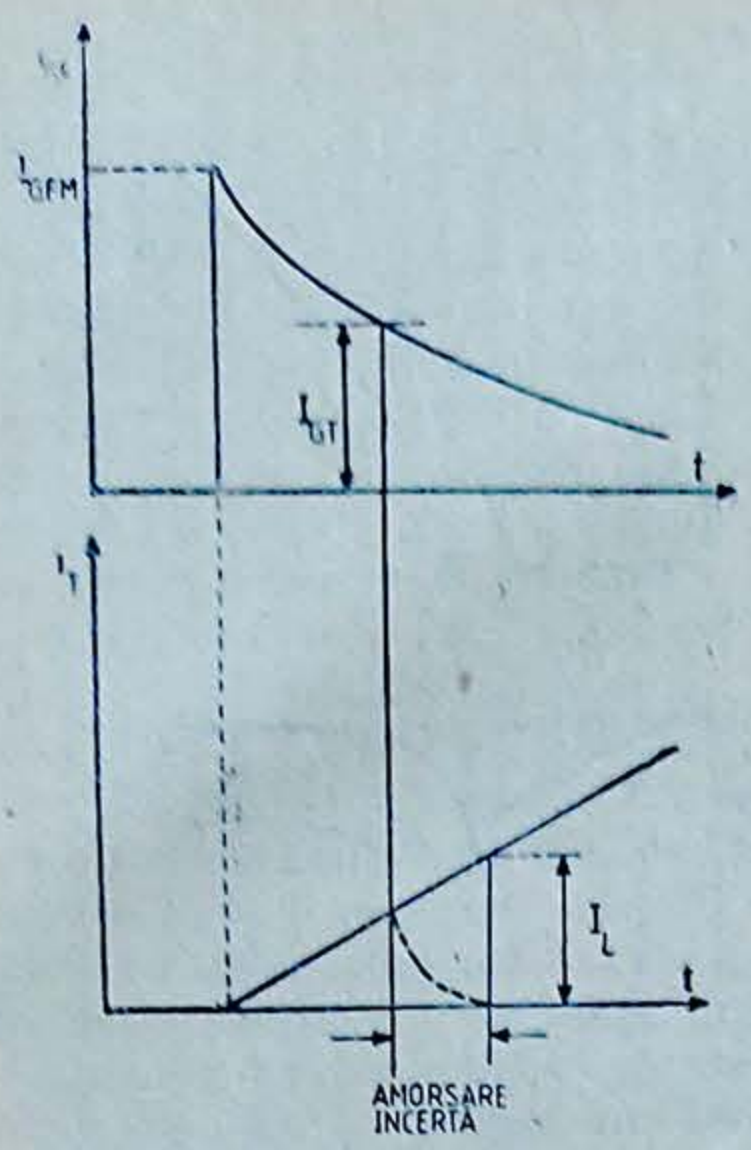


Fig. 6.55. Ilustrarea fenomenului de *amorsare incertă* a unui tiristor *GTO*, operat pe o sarcină inductivă, în cazul scăderii rapide a curentului de comandă i_{GF}.

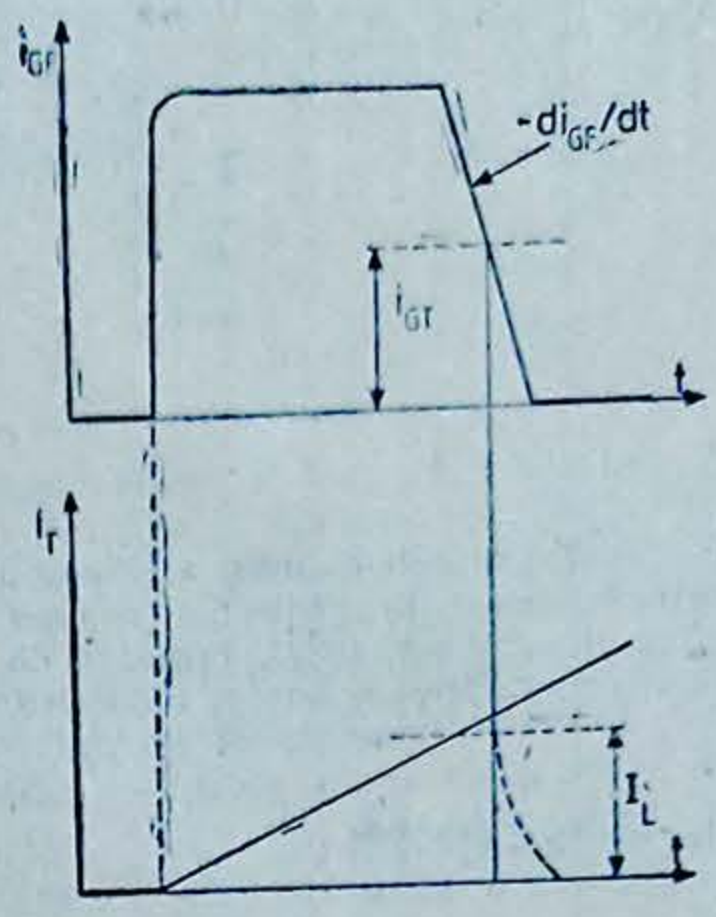


Fig. 6.56. Ilustrarea fenomenului de întrerupere a creşterii curentului anodic i_T în cazul unei rate excesiv de ridicate de scădere $(-di_{GF}/dt)$ a curentului pozitiv de comandă pe poarta unui tiristor *GTO*.

unde : I_{GRM} este valoarea maximă a curentului extras pe poartă, $t_s(t_{dq})$ este timpul de stocare. Utilizînd expresia factorului de cîştig la blocare G_{off} $(= I_{TQRM}/I_{GRM})$, din înlocuirea relaţiei (6.17) în (6.16), rezultă [6] :

$$C = 10\,\frac{I_{TQRM}\cdot t_s}{G_{off}\cdot V_{GRM}} \qquad (6.18)$$

În cazul tiristoarelor *GTO* de medie putere cu $I_{TQRM} = 10$ A, pentru $t_s = 0{,}5$ μs, $G_{off} = 2$ şi $V_{GRM} = 10$ V, din (6.18) rezultă $C = 2{,}5$ μF. Odată cu creşterea nivelului curentului comutat (I_{TQRM}) şi implicit a timpului de stocare t_s, creşterea valorii condensatorului C ar fi prohibitivă. În consecinţă, în cazul tiristoarelor *GTO* de puteri mari se renunţă la condiţia *„nedescărcării"* capacitorului C.

Pentru controlu . pantei curentului extras pe poartă (di_{GR}/dt) şi a duratei impulsului de comandă, în etajele finale de atac se utilizează inductanţe cu valori tipice $L_G = 1 \ldots 10$ μH (figura 6.57, *a*).Dimensionarea corectă a inductanţei L_G influenţează magnitudinea curentului anodic controlabil de poartă (I_{TQRM}) [4]. Dacă inductanţa L_G are valori reduse, atunci curentul I_{GR} scade extrem de rapid la zero. Valorile exagerat de mari ale inductanţei L_G prelungesc procesul de blocare pe poartă, conducînd la apariţia supratensiunilor în circuitul de poartă, care pot determina străpungerea în avalanşă a joncţiunii poartă-catod. Valoarea inductanţei L_G rezultă din următoarele relaţii simplificate (figura 6.57).

$$\frac{V_{GRM}}{L_G} \simeq \frac{I_{GRM}}{t_s} = \frac{I_{TQRM}}{G_{off}\cdot t_s} \qquad (6.19)$$

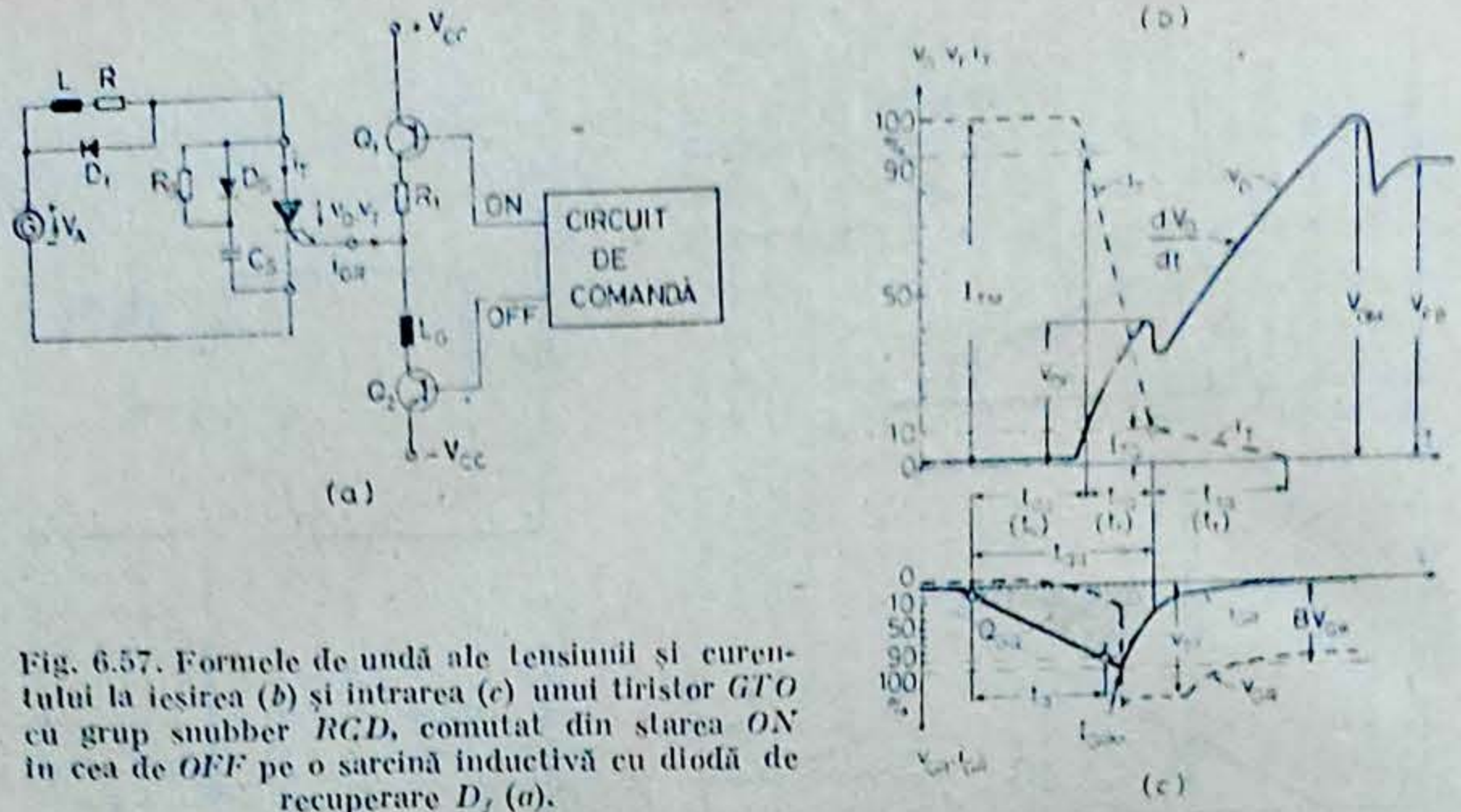


Fig. 6.57. Formele de undă ale tensiunii și curentului la ieșirea (*b*) și intrarea (*c*) unui tiristor *GTO* cu grup snubber *RCD*, comutat din starea *ON* în cea de *OFF* pe o sarcină inductivă cu diodă de recuperare D_f (*a*).

de unde [4]—[6]:

$$L_G = \frac{V_{GRM} \cdot G_{off} \cdot t_s}{I_{TQRM}} \tag{6.20}$$

Pentru un tiristor *GTO* cu $I_{TQRM} = 50$ A, operat la o tensiune $V_{GRM} = 10$ V și la un cîștig $G_{sf} = 4$, căruia îi corespunde un timp de stocare $t_s = 5$ μs, din (6.20) rezultă o valoare tipică $L_G = 4$ μH.

6.7.2. Protecția tiristoarelor *GTO*

În majoritatea aplicațiilor specifice, tiristoarele *GTO* sînt operate pe sarcini inductive (vezi § 6.6). În timpul conducției unui tiristor, bobina *L* înmagazinează energia ($Li_T^2/2$). „*Descărcarea*" acestei energii — după blocarea tiristorului *GTO* — se produce prin dioda de recuperare D_f, conectată în paralel pe sarcina (*R*, *L*) (figura 6.57, *a*). Rolul acestei diode a fost evidențiat în conjuncție cu figura 6.40. Protecția tiristorului la efectul rampelor rapide ale tensiunii anodice reaplicate este efectuată de grupul denumit „*snubber*", format din dioda D_s, rezistorul R_s și capacitorul C_s. Formele de undă tipice ale curenților și tensiunilor la stingerea pe poartă, prezentate în figura 6.57, permit evidențierea influenței condițiilor externe de circuit, și în special a grupului R_s, C_s, D_s, asupra comportamentului dinamic al dispozitivelor *GTO*. În cursul procesului de blocare, joncțiunea poartă-catod a tiristorului este operată pentru un interval scurt în regiunea de avalanșă ($v_{Br} > BV_{GK}$).

Scăderea curentului anodic în cursul procesului de blocare este însoțită de o creștere rapidă a tensiunii anodice. **Dacă rata de creștere** (dV_D/dt) **a tensiunii anodice depășește o valoare critică (maxim-admisibilă), tiristorul *GTO* nu poate fi blocat, iar în unele cazuri se distruge electrotermic,** ca urmare a disipărilor considerabile de putere, asociate variațiilor rapide ale tensiunii și curentului anodic (vezi § 2.10). **Circuitele „*snubber*" protejează tiristoarele *GTO* tocmai la efectele induse de rata înaltă de reaplicare a tensiunii anodice.**

Principiul limitării ratei de reaplicare a tensiunii anodice (dV_D/dt) pe tiristoare *GTO* cu ajutorul unui grup „*snubber*" *RCD* (rezistență, condensator,

diodă) este ilustrat calitativ în figura 6.58. În cursul procesului de blocare pe poartă al tiristorului *GTO*, capacitorul C_s se află conectat între anodul și catodul dispozitivului via dioda D_s cu revenire rapidă. Prezența capacitorului limitează viteza efectivă de creștere a tensiunii anodice reaplicate (dV_D/dt) în cursul fazei de cădere (t_f) a curentului anodic. Grupul $C_s - D_s$ acționează astfel ca un circuit de *„întîrziere a creșterii"* tensiunii anodice (*„slow-rise circuit"*). Decalarea intervalului de creștere a tensiunii anodice v_D față de cel al scăderii curentului anodic (figura 6.57, *b*) limitează puterea maximă disipată în cursul procesului de blocare al dispozitivelor *GTO*. De notat faptul că prezența grupului *snubber* (de „întîrziere" a creșterii) prelungește durata efectivă a comutării unui tiristor *GTO* din starea *„ON"* în cea de *„OFF"*. Grupul *snubber* protejează tiristorul *GTO* și la rampe dV_D/dt statice (vezi și figura 2.12).

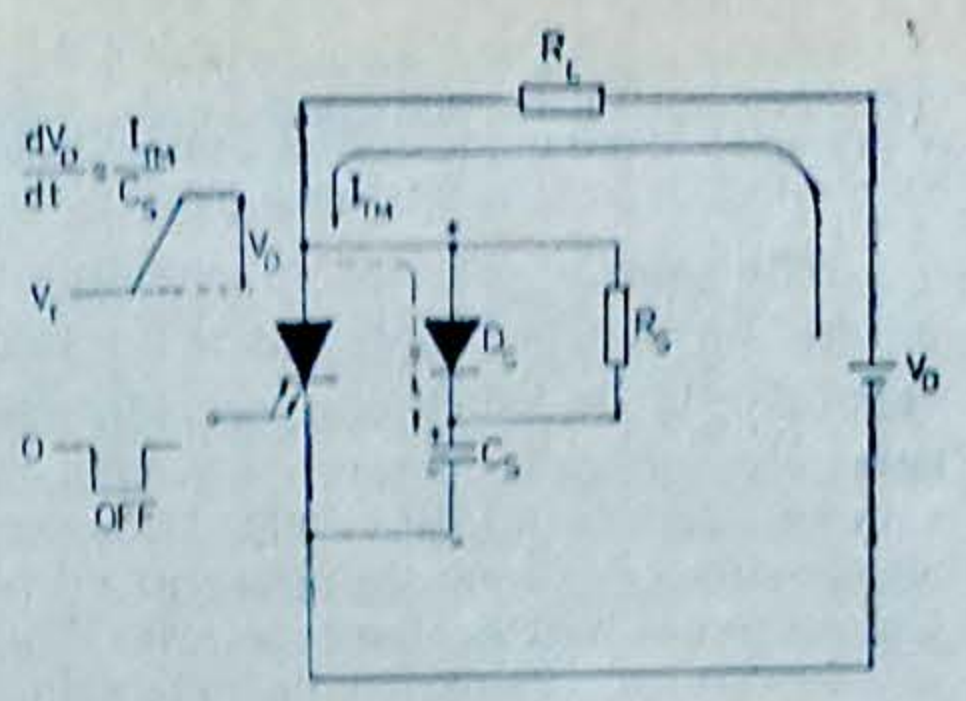


Fig. 6.58. Ilustrarea acțiunii de limitare a rampei dV_D/dt reaplicate de către grupul snubber *RCD* la blocarea pe poartă a unui tiristor *GTO*.

Energia stocată de capacitorul C_s în faza de stingere a tiristorului *GTO* este disipată în ciclul următor de amorsare al dispozitivului. Valoarea curentului de descărcare al capacitorului C_s prin tiristorul în curs de amorsare este limitată de rezistorul R_s. Menținerea energiei degajate în cursul amorsării tiristorului la un nivel cît mai scăzut implică dimensionarea optimă a condensatorului C_s. Valoarea orientativă a capacitorului C_s rezultă din relația [4] [6] :

$$C_s = \frac{I_{TM}}{(dV/dt)_{cr}} \tag{6.21}$$

unde (figura 6.58) : I_{TM} este valoarea curentului anodic întrerupt de poartă, $(dV/dt)_{cr}$ este rata maximă (critică) de creștere a tensiunii anodice (dată de catalog).

Exemplul 6.2. Pentru un tiristor *GTO* având următorii parametrii :
- Curentul $I_{TQRM} = I_{TM} = 200$ A
- Tensiunea $V_D = V_{FB} = 600$ V
- Rata critică de creștere a tensiunii anodice $(dV/dt)_{cr} = 400$ V/μs
- Frecvența de comutație $f = 1\,200$ Hz

valoarea capacitorului C_s din grupul snubber este:

$$C_s = \frac{I_{TQRM}}{(dV/dt)_{cr}} = 0{,}47\ \mu F \tag{6.21'}$$

Energia înmagazinată de condensator în cursul procesului de blocare are valoarea :

$$E_s = \frac{1}{2} C_s \cdot V_{FB}^2 = 0{,}085\ \text{Ws} \tag{6.22}$$

Această energie este disipată în rezistorul R_s în cursul fiecărei secvențe de amorsare a tiristorului *GTO*. Pentru frecvența de comutație $f = 1{,}2$ kHz, disipația corespunzătoare de putere P_s este :

$$P_s = E_s \cdot f = 100\ \text{W} \tag{6.23}$$

Puterea disipată P_s este dictată de dimensionarea grupului „*snubber*" care, la rîndu-i, depinde de capabilitatea în dV/dt dinamic al tiristoarelor utilizate. Astfel, un dispozitiv *GTO* cu $(dV/dt)_{cr} = 2\,000$ V/μs ar fi reclamat în exemplul dat o capacitate C_s de cinci ori mai redusă ($C_s \simeq 0{,}1$ μF), ceea ce ar fi micșorat puterea disipată cu 80% ($P_s = 20$ W) [4].

Inductanțele parazite în circuitul tiristor *GTO-snubber* trebuie minimizate. Întrucît în faza de cădere t_f rata de variație a curentului poate atinge valori de pînă la 1 000 A/μs, prezența inductanțelor parazite determină apariția *supratensiunilor* datorate efectului $(L \cdot di/dt)$. Astfel, la o rată de cădere a curentului de $(di/dt) = 100$ A/μs, prezența unei inductanțe de ~ 2 μH atrage după sine apariția unui vîrf de tensiune de $L \cdot di/dt \simeq 200$ V [4] [6]. Un asemenea vîrf de tensiune este V_{DP} (figura 6.57, *b*), care contribuie la „*suplimentarea*" disipărilor de putere în cursul procesului de blocare.

La sfîrșitul procesului de blocare, dispozitivul este supus unei supratensiuni V_{DM} („*overshoot*"), după care tensiunea v_D se stabilizează la valoarea finală V_{FB} (figura 6.57, *b*). Variația tensiunii pe dispozitiv în această zonă este descrisă de relația [6]:

$$v_D(t) = V_{FB} - L \cdot \frac{di}{dt} \tag{6.24}$$

Întrucît $(di/dt) < 0$, termenul $(L \cdot di/dt)$ este pozitiv, fiind responsabil centru vîrful de tensiune V_{DM} (figura 6.57, *b*).

•

6.7.3. Aria de funcționare în siguranță

Aria de funcționare în siguranță (**SOAR** = *Safe Operating Area*) al tiristoarelor *GTO* se definește în coordonatele maxime ale curentului în direct și a tensiunii de blocare, care asigură operarea fiabilă a dispozitivelor. Utilizarea unui tiristor *GTO* în afara *SOAR* conduce inerent la distrugerea sa [1]—[6].

Aria de funcționare în siguranță a unui tiristor GTO este ilustrată calitativ în figura 6.59. Ea reprezintă dependența curentului anodic maxim-controlabil de poartă (I_{TQRM}) de tensiunea maximă de blocare în direct la care este operat dispozitivul, avînd ca parametru rata de creștere a tensiunii (dV_D/dt). La tensiuni de blocare V_D de valori reduse, curentul I_{TQRM} este constant, fiind determinat în principal de geometria dispozitivului (vezi § 3.2). Odată cu mărirea tensiunii de blocare în direct V_D, valoarea curentului I_{TQRM} se micșorează ca urmare a creșterii disipărilor de putere, care limitează electrotermic funcționarea dispozitivului (vezi § 2.9.2). La valori constante ale tensiunii de blocare V_D, curentul I_{TQRM} se micșorează odată cu creșterea ratei de reaplicare a tensiunii anodice (dV_D/dt).

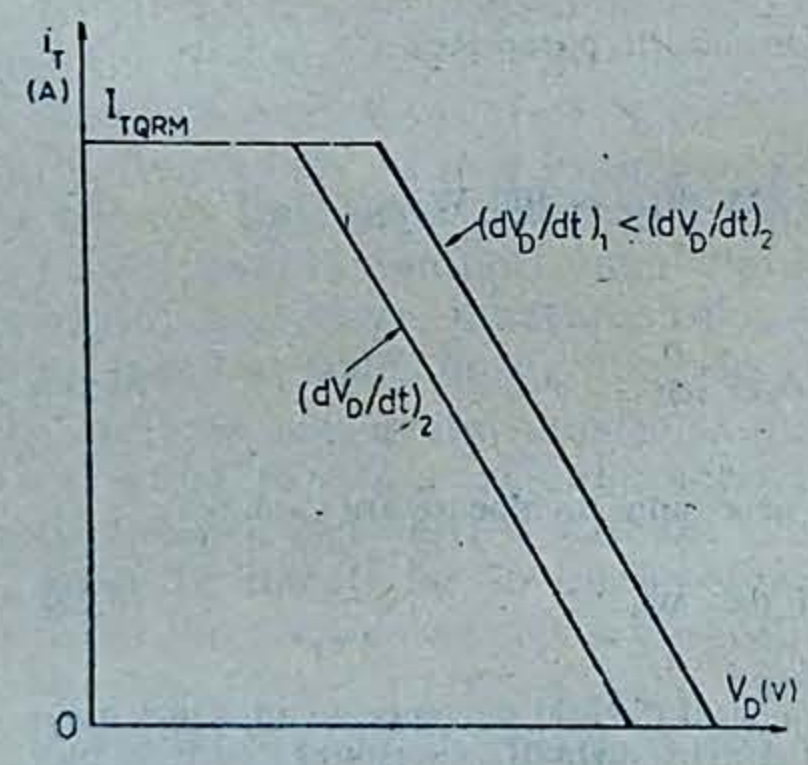


Fig. 6.59. Ilustrarea calitativă a ariei de funcționare în siguranță (*SOAR*) a unui tiristor *GTO*.

6.7.4. Limitări fundamentale în frecvență și putere

Frecvența maximă de comutare *ON/OFF* a unui tiristor *GTO* este limitată în principal de durata relativ mare a timpului de revenire din starea de conducție (*ON*) în cea de blocare (*OFF*). Considerînd pentru simplitate că, în decursul unui ciclu de funcționare „*ON/OFF*" de perioară T, intervalul însumînd timpul de amorsare t_{on}, durata fazei de conducție și secvența în care tiristorul se află în starea „*OFF*" este practic egal cu timpul de blocare t_{off} ($= t_s + t_f + t_t$, vezi figura 6.57, *b*), frecvența maximă de comutare f_{max} se aproximează prin relația :

$$f_{max} \simeq \frac{1}{2 \cdot t_{off}} \cdot \text{[Hz]} \tag{6.25}$$

Pentru un tiristor *GTO* cu $t_{off} = 20$ μs, din relația (6.25) rezultă o frecvență maximă de comutare $f_{max} = 1/40$ μs $\simeq 25$ *kHz*.

Relația (6.25) predictează frecvența **teoretică** maximă de comutare. Frecvența practică de operare „*ON/OFF*" a dispozitivelor *GTO* este cu mult inferioară celei predictate de (6.25). Cauza principală a limitărilor suplimentare impuse frecvenței de comutare a tiristoarelor *GTO* o constituie încălzirea structurii *pnpn* ca urmare a disipărilor de putere în fiecare ciclu de funcționare „*ON/OFF*".

Puterea disipată (P_D) pe un dispozitiv *GTO* în cursul funcționării sale în calitatea de comutator electronic este formată din pierderile în starea de conducție directă P_O, precum și cele din procesele tranzitorii de amorsare (P_{on}) și de blocare (P_{off}) :

$$P_D = P_O + P_{on} + P_{off} \text{ [W]} \tag{6.26}$$

Evidențierea dependenței puterii totale P_D de frecvență f se efectuează prin transcrierea relației (6.26) sub forma :

$$P_D = P_O + (E_{on} + E_{off}) \cdot f \tag{6.27}$$

unde : E_{on} și E_{off} sînt valorile energiei disipate în cursul proceselor tranzitorii de amorsare, respectiv de blocare.

Din relația (6.27) rezultă că, odată cu mărirea frecvenței de lucru f, crește ponderea puterii disipate în comutație în valoarea pierderilor totale P_D.

Puterea disipată pe un tiristor în starea de conducție directă în regim nominal se definește ca produsul dintre căderea de tensiune în direct V_{TM} și curentul I_{TM} care a provocat-o :

$$P_O = V_{TM} \cdot I_{TM} \tag{6.28}$$

În cazul operării în punctul static de funcționare de coordonate (I_F, V_F), pierderile în conducție directă se definesc prin :

$$P_0 = (V_{T0} + r_T \cdot I_F) \cdot I_F \tag{6.29}$$

unde : V_{TO} este tensiunea de prag, iar r_T este rezistența dinamică a caracteristicii liniarizate curent-tensiune (vezi figura 2.29).

Expresia analitică simplificată a pierderilor de comutație poate fi determinată pe baza formelor de undă ale curentului și tensiunii anodice în regim

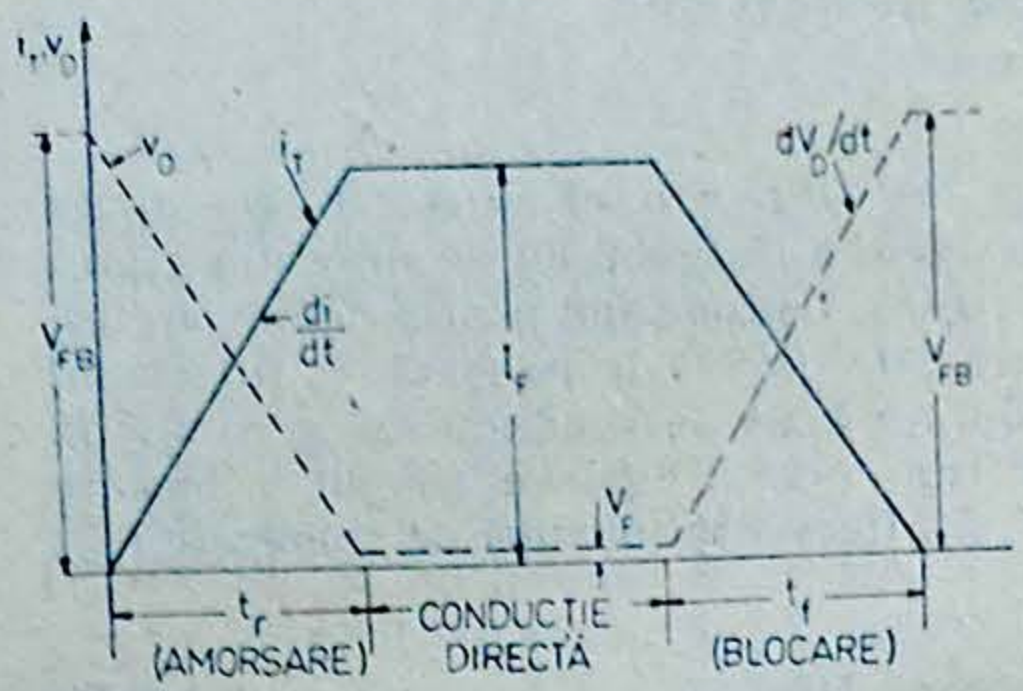


Fig. 6.60. Formele de undă liniarizate ale curentului (i_T) și tensiunii (v_D) anodice în cursul funcționării dinamice a tiristoarelor *GTO*.

tranzitoriu (figura 6.60). În cadrul acestui model de prim ordin, durata proceselor de amorsare și de blocare este aproximată cu timpul de creștere (t_r), respectiv de cădere (t_f), adică prin fazele caracterizate tocmai prin disipări mari de putere (vezi §2.6 și § 2.9). Considerînd variațiile curentului anodic i_T și ale tensiunii v_D pe tiristor ca fiind liniare în cursul procesului de amorsare (vezi figura 2.16, *a*), expresiile analitice ale acestor două mărimi, dependente de timp, au formele (2.44) și (2.45). Puterea instantanee disipată pe dispozitiv la amorsare se obține sub forma (vezi relația 2.46) :

$$P_{on}(t) = i_T(t) \cdot V_D(t) = \frac{di}{dt} \cdot V_{FB} \cdot t \left(1 - \frac{t}{t_r}\right) \tag{6.30}$$

fiind direct proporțională cu tensiunea anodică finală (V_{FB}) și rata de creștere a curentului anodic (di/dt).

Energia E_{on} disipată pe tiristor se obține din relația :

$$E_{on} = \int_0^{t_r} P_{on}(t) \cdot dt \tag{6.31}$$

Prin înlocuirea relației (6.30) în (6.31), după efectuarea integrării, se obține :

$$E_{on} = \frac{1}{6} V_{FB} \frac{di}{dt} \cdot t_r^2 \tag{6.32}$$

Momentul disipării puterii instantanee maxime se obține din condiția :

$$[P_{on}(t)]' = 0 \tag{6.33}$$

Prin derivarea relației (6.30) în raport cu timpul, din condiția (6.33) rezultă că valoarea maximă a puterii instantanee $P_{on}(t)$ se obține în momentul $t = t_r/2$. Expresia puterii maxime instantanee se obține din relația (6.30) pentru $t = t_r/2$ sub forma :

$$P_{on\ max)} = \frac{di}{dt} \cdot V_{FB} \frac{t_r}{4} \tag{6.34}$$

În cazul variației liniare a curentului anodic (di/dt) în cursul amorsării (figura 6.60), valoarea acestuia în momentul $t = t_r/2$ este jumătate din curentul final, corespunzător stării de conducție în direct. În consecință, valoarea maximă a puterii instantanee disipate este [17] :

$$P_{on(max)} = \frac{I_F \cdot V_{FB}}{4} \tag{6.35}$$

În mod similar, variațiile liniare în timp ale curentului și tensiunii anodice la blocare pot fi aproximate prin relațiile (vezi figura 6.60) :

$$i_T(t) = I_F \left(1 - \frac{t}{t_f}\right) \tag{6.36}$$

$$v_D(t) = \frac{dV_D}{dt} \cdot t \tag{6.37}$$

Puterea instantanee disipată în cursul fazei t_f se obține din produsul relațiilor (6.36) și (6.37) sub forma :

$$P_{off}(t) = i_D(t) \cdot v_D(t) = I_F \frac{dV_D}{dt} \cdot t\left(1 - \frac{t}{t_f}\right) \tag{6.38}$$

Prin integrarea relației (6.38) :

$$E_{off} = \int_0^{t_f} P_{off}(t) \cdot dt \tag{6.39}$$

energia disipată E_{off} în cursul fazei t_f se exprimă prin :

$$E_{off} = \frac{1}{6} I_F \frac{dV_D}{dt} t_f^2 \tag{6.40}$$

Se remarcă similitudinea relațiilor (6.32) și (6.40) ale energiilor E_{on}, respectiv E_{off}.

Momentul disipării puterii instantanee maxime se obține din condiția :

$$[P_{off}(t)]' = 0 \tag{6.41}$$

și are loc pentru $t = t_f/2$. Expresia puterii instantanee maxime $P_{off(max)}$ se obține din relația (6.38) pentru $= t_f/2$:

$$P_{off\ max)} = \frac{dV_D}{dt} \cdot I_F \frac{t_f}{4} \tag{6.42}$$

În cazul variației liniare a tensiunii anodice (dV_D/dt) în cursul procesului de blocare (figura 6.60), valoarea acesteia la momentul $t = t_f/2$ este egală cu jumătatea tensiunii finale (V_{FS}). În consecință, valoarea maximă a puterii instantanee disipate este [17] :

$$P_{off(max)} = \frac{V_{FS} \cdot I_F}{4} \tag{6.43}$$

Utilizînd expresiile (6.32) și (6.40) pentru E_{on}, respectiv E_{off}, puterea globală de comutație se exprimă — conform relației (6.27) — astfel :

$$(P_{on} + P_{off}) = \frac{f}{6}\left(V_{FS} \cdot \frac{di}{dt} \cdot t_r^2 + I_F \cdot \frac{dV_D}{dt} \cdot t_f^2\right) \tag{6.44}$$

Se remarcă faptul că **puterea de comutație este direct proporțională cu capabilitățile în** di/dt **și în** dV/dt **ale tiristoarelor, depinzînd parabolic de timpii de creștere** (t_r) **și de cădere** (t_f).

În regim staționar, valoarea maximă a puterii disipate (P_D) este limitată de rezistența termică R_{thj-c} (vezi § 1.5.4.2). Din egalarea relațiilor (1.79) și (6.27), se obține :

$$P_o + (E_o + E_{off}) \cdot f = \frac{T_{vj\ max} - T_c}{R_{thj-c}} \quad [W] \tag{6.45}$$

de unde :

$$f = \frac{T_{vj\ max} - T_c - P_o \cdot R_{thj-c}}{R_{thj-c}(E_{on} + E_{off})} \quad [Hz] \tag{6.46}$$

Exemplul 6.3

Un tiristor *GTO* de 100 A/1 000 V are următorii parametri : timpul de creștere $t_r = 1$ μs ; timpul de cădere $t_f = 5$ μs ; capabilitatea în $di/dt = 100$ A/μs ; capabilitatea în dV_D/dt (di-

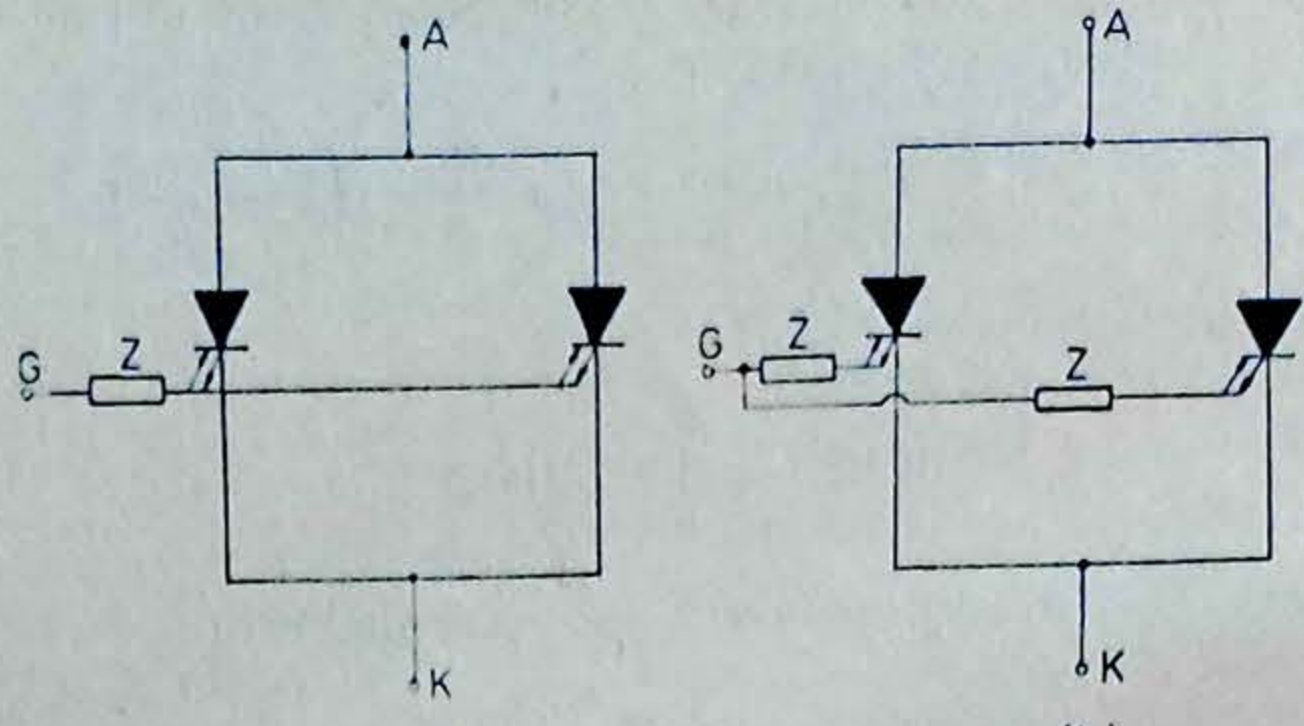


Fig. 6.61. Tiristoare *GTO* conectate în paralel avînd porțile cuplate (*a*), respectiv decuplate (*b*).

namic) = 200 V/μs ; căderea de tensiune în direct $V_F = 2$ V (la $I_F = 100$ A) ; rezistența termică $R_{thJ-c} = 0{,}1$ °C/W (inclusiv radiatorul). Cu aceste date, conform relațiilor (6.28), (6.32) și (6.40) se obține:

$$P_0 = 100\ (\text{A}) \cdot 2\ (\text{V}) = 200\ \text{W} \tag{6.47}$$

$$E_{on} = \frac{1}{6}\ 1\,000\ (\text{V}) \cdot 100\ (\text{A}) \cdot 1\ (\mu\text{s})^2 = 0{,}16 \times 10^{-1}\ \text{J} \tag{6.48}$$

$$E_{off} = \frac{1}{6} \cdot 100\ (\text{A}) \cdot 200\ (\text{V}/\mu\text{s}) \cdot 25\ (\mu\text{s})^2 = 0{,}8 \times 10^{-1}\ \text{J} \tag{6.49}$$

Pentru $T_{vjmax} = 125$°C și $T = 25$°C, din relația (6.46) rezultă:

$$f = \frac{125°C - 25°C - 20°C}{[0{,}1\ (°\text{C}/\text{W}) \times 10^{-1}\ (\text{J})} = \frac{80}{10^{-2}\ (\text{s})} = 8\ \text{kHz} \tag{6.50}$$

6.7.5. Conectarea în serie și paralel

Tiristoarele *GTO* pot fi conectate în serie și paralel pentru mărirea capabilității de blocare în tensiune, respectiv a capabilității în curent. Criteriile de conectare în serie/paralel, ca și metodele de simetrizare, sînt similare celor aplicate în cazul tiristoarelor convenționale [19]. În cazul conectării în paralel, porțile tiristoarelor pot fi *cuplate* sau *decuplate* (figura 6.61). Decuplarea porților oferă o flexibilitate în simetrizarea caracteristicilor de poartă și în sincronizarea funcționării dispozitivelor atît la amorsare, cît și la blocare.

BIBLIOGRAFIE SELECTIVĂ

1. *F. Burgum, E. B. G. Nijhof, A. Woodworth*, „**Gate Turn-off Switch**“, *Electronic Components and Applications*, vol. 2, pp. 194—202, nr. 4, 1980.
2. *F. J. Burgum*, „**Basic GTO Drive Circuits**“, *Electronic Components and Applications*, vol. 3 pp. 232—237, 1981.
3. *A. Woodworth*, „**Understanding GTO Data as an Aid to Circuit Design**“, *Electronic Components and Applications*, vol. 3, pp. 159—166, 1981.
4. *H. Berg, W. Bosterling, W. Luse*, „**Gate Turn-off Thyristors (GTO) for New Power Converter Concepts**“, *AEG-TELEFUNKEN Industrial Applications Note*, oct. 1984.

5. *B. J. Baliga, D. Y. Chen* (eds), **Power Transistors : Device Design and Applications**, New York, IEEE Press, 1984, pp. 124–133, 150–196.
6. *J. L. Dalmasso*, **Electronique de puissance**, Paris, Belin, 1986.
7. *R. K. Sugandhi, K. K. Sugandhi*, **Thyristors. Theory and Applications**, New Delhi, J. Wiley Eastern, 1981.
8. *D. R. Grafham, J. C. Hey* (editors), **SCR Manual**, 5-th edition, General Electric Company, Syracuse, N.Y., 1972.
9. * * * **Abschaltbare Elemente der Leistungselektronik und ihre Anwendungen**, ETG – Fachbericht 23, VDE – Verlag, Berlin, 1988.
10. *A. Silard*, „**Contactoare statice de curent continuu cu tiristoare bioperaţionale**“, *Electrotehnica*, vol. **17**, Nr. 9, pp. 358–361, 1969.
11. *A. Silard*, „**Unele sisteme închise de comandă pentru tiristoarele bioperaţionale**“, *Autom. şi Electron.*, vol. **14**, Nr. 1, pp. 28–33, 1970.
12. *A. Silard, B. Kosa*, „**A Versatile Test-and-drive Circuit for GTO Thyristors**“, *International Journal of Electronics*, vol. **59**, pp. 187–191, nr, 2, 1985.
13. *A. Silard, B. Kosa*, „**Circuit Offers Precision Chopper Control**“, *Electron Device News* (EDN), p. 260, July 10, 1986.
14. *N. Seki*, „**Gate Circuit of Gate Turn-off Thyristors**“, *U.S. Patent* No. 4, 203, 047, May 13, 1980.
15. *E. F. Mc. Keon*, „**Switching Network**“, *U.S. Patent*, No. 4, 284, 911, Aug. 18, 1981.
16. * * * **The Gate Turn-off Switch in PWM a.c. Motor Control**, *MBLE Technical Publication 031*, 1981.
17. *W. R. Skanadore*, „**Methods for Utilizing High-speed Switching Transister in High-Energy Switching Environments**“, *General Semiconductor Industries Inc.*, Tempe, Arizona, 1978.
18. *W. A. Rogers*, „**Solid State Switch**“, *U.S. Patent*, No. 4, 213, 066, Jul. 15, 1980.
19. *N. Iosif (coordontor)*, **Tiristoare şi module de putere**, Bucureşti Editura Tehnică, 1984.

ANEXA 1. Parametrii principali ai unor tiristoare GTO comerciale de medie putere

Dispozitivul (capsula)	Firma	V_{DRM}	I_{TQRM}	$I_{T(AV)}$	$\frac{dV_D}{dt}$	I_{GT}	V_{GT}	I_G/I_L	t_{gt}	V_T	t_{gs}	G_{off}	BV_{GK}
BTW-1500R (TO-220)	MBLE (PHILIPS)	1 500 V	25 A	6,5 A	1 kV/μs	120 mA	—	—	—	3 V	2 μs	1	33 V
BT157-P500R (TO-220)	"	1 500 V	10 A	2,2 A	—	—	—	—	—	—	1 μs	1	—
BTV 58 (TO-220)	"	1 000 V	25 A	10 A	—	—						1	—
BTV59-1000R (TO-238)	"	1 000 V	50 A	15 A	—	—					2 μs	1	—
BTW59-1500R (TO-238)	"	1 500 V	50 A	12 A	—	—					2 μs	1	—
BTV 60	"	1 500 V	120 A	25 A	—	—	—	—	—	—	—	—	—
G20A (TO-3)	AEG	1 200 V	20 A	6,5 A	1 kV/μs	150 mA	1,5 V	0,2 A/0,7 A		3 V	7,2 μs		33 V
G50A (TO-3)	AEG	1 200 V	50 A	14 A	1 kV/μs	300 mA	1,5 V	0,6 A/0,9 A		3 V	7,2 μs		33 V
G90A (TO-238)	AEG	1 200 V	90 A	27 A	1 kV/μs	400 mA	1,5 V	1,2 A/1,9 A		2,8 V	7,2 μs		33 V
G5003E	RCA	500 V	8,5 A	15 A	500 V/μs	160 mA	2,5 V	800 mA	3 μs	2,5 V	10 μs		—

ANEXA 2. **Parametrii principali ai unor tiristoare GTO comerciale de mare putere**

Dispozitivul	Firma	V_{DRM} (V)	I_{TQRM} (A)	$I_{T(AV)}$ (A)	I_{TSM}	I_{GT} (A)	V_{GT} (V)	I_H / I_L (A)	di/dt (A/μs)	t_{gt} (μs)	V_T V)	t_{gq} (μs)	G_{off}	BV_{GK} (V)
SG600J21	TOSHIBA	600	600	400	6 kA	0,4	0,7	2	100	11	1,8	13	4	14
SG600221	TOSHIBA	1 300	600	400	6 kA	0,4	0,7	2	100	11	1,8	13	4	14
SG600EX21	TOSHIBA	2 500	600	400	5 kA	0,4	0,7	2	100	11	2,2	13	4	14
G200A	AEG	1 200	200	21	550 A	0,4	1,5	—	200	—	2,8	7,2	—	13
GFP200B25	Hitachi	2 500	2 000	800	14 kA	0,8	1,8	—	—	6	1,8	30	—	16

ANEXA 3. Parametrii importanți ai siliciului *(Si)* și bioxidului de siliciu *(SiO_2)* la ≈300 K

Parametrul	Si	SiO_2
Atomi/cm³	$5{,}0 \times 10^{22}$	$2{,}3 \times 10^{22}$
Greutate atomică	28,09	60,08
Structura cristalină	Diamant	Amorfă
Constanta rețelei (Å)	5,43095	—
Densitatea ρ (g/cm³)	2,328	2,2
Lățimea benzii interzise E_{G_0} (eV)	1,12	9
Densitatea efectivă a stărilor (cm^{-3})		
— în banda de conducție N_c	$2{,}8 \times 10^{19}$	—
— în banda de valență N_v	$1{,}04 \times 10^{19}$	—
Concentrația intrinsecă a purtătorilor (cm^{-3})	$1{,}45 \times 10^{10}$	—
Rezistivitatea intrinsecă ρ_i ($\Omega \cdot cm$)	$2{,}3 \times 10^{5}$	$10^{14} \ldots 10^{16}$
Mobilitatea determinată de rețea		
— pentru electroni ($cm^2/V \cdot s$)	1 350	—
— pentru goluri ($cm^2/V \cdot s$)	480	—
Contanta dielectrică ε	11,7	3,9
Cîmpul de străpungere E_{cr} (V/cm)	3×10^{5}	10^{7}
Temperatura de topire (°C)	1 415	1 600
Căldura specifică (J/g·°C)	0,7	1,0
Conductivitatea termică K_{th} (W/cm·°C)	1,5	0,014
Coeficientul de difuzie termică (cm^2/s)	0,9	0,006
Coeficientul de dilatare liniară $\frac{\Delta L}{L} \cdot \frac{1}{T}$ (1/°C)	$2{,}6 \times 10^{-6}$	$0{,}5 \times 10^{-6}$

ANEXA 4. Constante fizice

Mărimea	Simbolul	Valoarea
Angstrom	Å	$1\ Å = 10^{-4}\ \mu m = 10^{-8}\ cm = 10^{-10}\ m$
Constanta Boltzmann	k	$1{,}38066 \times 10^{-23}$ J/K
Sarcina elementară	q	$1{,}60218 \times 10^{-19}$ C
Masa de repaos a electronului	m_o	$9{,}1095 \times 10^{-31}$ kg
Electron volt	eV	$1\ eV = 1{,}60218 \times 10^{-19}$ J
Permitivitatea vidului	ε_o	$8{,}85418 \times 10^{-14}$ F/cm
Potențialul termodinamic (la $T = 300$ K)	$\frac{kT}{q}$	0,0259 V

GATE TURN-OFF (GTO) THYRISTORS

(Physics, Structures, Applications)

Andrei P. Silard

ABSTRACT

Since its invention in the early 1960s, the gate turn-off *(GTO)* thyristor has undergone a thorough process of conceptual/technological refinement. The steady growth of power handling capability of *GTOs* has been accompanied by an expansion of areas in which these devices are used. The driving force behind *GTOs* development is their ability to reduce the size and complexity of the electronic control circuitry and to safely switch off large amounts of current under heavy load conditions. This has allowed a large reduction in systems costs and enhanced the reliability of power electronics circuits. The *GTO* thyristors play nowadays an important role as power switches in factory automation, motor drives, automotive electronics, switching power supplies and in the control of home appliances. With its power ratings in exress of 1 MW, the *GTO* thyristor is currently the most powerful switching device available on the market today. *GTO* devices capable of operating at up to 4 500 V and controlling 2 000 A of load current were in production in 1988.

Despite the growing interest in the *GTO* physics and applications, no book has been available to this date that thoroughly treats these modern power devices. This book is written precisely to fill the prevailing need for a detailed treatment of basic physics, design of main structures and applications of *GTO* thyristors. It can be used for self-study by engineers wishing to gain detailed specialist knowledge of design and applications. It can also serve asa textbook for graduate level course on power device physics, design and fabrication. Each chapter of this book is organized to first introduce the fundamentals of the topic to even an unfamiliar reader.

The first chapter (ELEMENTARY THEORY OF GATE TURN-OFF THYRISTORS. FUNDAMENTAL PRINCIPLES AND CONCEPTS) is divided into two parts. The first part deals with the basic theory and elementary operation principles of *GTO* thyristors, i.e., introduces the device to the reader unfamiliar with the subject. Throughout the presentation, emphasis is placed on simple models and analytical expressions that describe the device characteristics, because they provide a good physical understanding of the *GTO* performance. The second part of the chapter is devoted to fundamental physical/technological and electrothermal concepts related to the *GTO* design and operation. Particular emphasis is laid on material properties (minority carrier lifetime, resistivity, heavy-doping effects), technological concepts (sheet and lateral resistances, emitter shorts) and thermal parameters (thermal resistance and impedance, intrinsic temperature).

In the second chapter (PHYSICS OF GTO THYRISTORS OPERATION) the various operating modes of the *GTOs* are discussed in terms of the detailed device physics. Phenomena relevant for the static (*OFF* – and *ON*-state) and dynamic (turn-on and turn-off) modes of operation are described using simple, yet correct models and analogies. The emphasis is placed on the behavioural peculiarities of *GTOs*, particularly under overload conditions, typical of gated turn-off. Along with the material presented in the first chapter, this part of the book provides the basis for an understanding of thyristors fundamentals and design/operational issues.

Chapter 3 (SPECIFIC PROBLEMS OF GTO THYRISTORS REALIZATION) leads the reader through the main design/technological issues and steps of *GTOs* fabrication. This helps to comprehend the basic limitations imposed upon the *GTO* performance by its inner structure. The specialized reader could find herein such topics of major interest as: design and realization of vertical/horizontal structures, of emitter shorts and amplifying gate stages. A major part of this chapter is devoted to lifetime control (geterting, diffusion and nuclear techniques) and to edge terminations, ensuring high breakdown voltage.

Chapter 4 (GATE TURN-OFF THYRISTOR TYPES) expands the design discussion of the previous chapter by considering the main modification of basic horizontal/vertical structures, advanced during the past few years in order to meet the special requirements of high-performance *GTOs*. Special *GTO* design are presented, such as asymmetrical, reverse-conducting and buried gate devices. The emphasis is laid on the presentation of *two interdigitation levels (TIL) GTO* thyristors, developed by the author. Owing to its unique features and design/technological simplicity, the *TIL* concept emerged during the past few years as the main

cost-effective solution that substantially improves the overall *GTO* performance. The chapter ends with a discussion — in terms of current/voltage ratings and input (control) power — of the major trends prevailing in the area of *GTOs*. It is shown that the major *R & D* effort in the years to come will be concentrated on the refinement of *MOS GTO* concept, which is detailed in the next chapter.

Chapter 5 (THYRISTORS WITH GATE-CONTROLLED TURN-OFF) deals with thyristors, wherein the turn-off process is being controlled by the gate in one way or another. The operational principles and structure design of *g*ate-*a*ssisted *t*urn-off *th*yristors (*GATTs*), static *i*nduction (or *f*ield-controlled) *th*yristors (*SIT/FCT*) and merged *b*ipolar-*MOS* (*BiMOS*) devices are presented in detail. The presented material shows that the recent advent of a new family of power switches, based on the functional integration of thyristor-like (*p-n-p-n*) structures with high input impedance metal-oxide-semiconductor (*MOS*) gates is the crucial breakthrough which radically changed the landscape of power semiconductor devices. The chapter ends with a summary of the power ratings that have been achieved by the existing active switching devices and provides a projection of their growth in current/voltage handling capability in the next few years.

Chapter 6 (DRIVE CIRCUITS AND APPLICATIONS FOR GTO THYRISTORS) reveals the basic interactions between the gate drive circuits requirements and applications of *GTO*s. To introduce the reader to the topic, the isolated and non-isolated gate drive concepts are firstly discussed on the level of simple final stages. Practical circuits for the gate control of medium- and high-power *GTOs* are provided as well. The listed *GTO* applications include: d.c. and a.c. choppers, inverters, d.c. and a.c. motor control, power switching supplies and T.V. deflection circuits. The chapter ends with the specific issues arising from the use of *GTOs*: snubber (protection) networks, safe-operating area (*SOAR*) of the device, series/parallel connections, fundamental limitations in frequency and power ratings.

Each chapter is provided with its own selected references, which are the most representative of a wide range of publications on the topic available today. Thus, the interested reader could seek further details from the works referred to in the text.

THYRISTORS BLOCABLES

(Physique, Structures, Applications)

Andrei P. Silard

RÉSUMÉ

Depuis son invention au début des années soixantes, le *thyristor blocable** (TB) a subi un processus complex de raffinement conceptuel et technologique. La croissance constante des niveaux de puissance commutée par TBs a été accompagnée d'une expansion des domaines d'applications de ces composants. La force motrice du développement des TBs réside dans leurs capacité d'interrompre des forts niveaux de courant dans la plus grande fiabilité et de réduire la complexité des circuits électroniques de commande. L'utilisation des TBs a eu comme conséquence une réduction appreciable des prix des systèmes électroniques de puissance et l'amélioration de leurs fiabilité en fonctionnement. Les TBs jouent aujourd'hui un rôle important comme commutateurs de puissance dans l'automatisation industrielle, dans la commande des moteurs, dans les systèmes électroniques pour les voitures, dans les sources d'alimentation ainsi que dans les denrées de consommation électroniques. Grâce à sa capacité, maximale en puissance dépassant 1 MW, le TB est à présent le plus fort dispositif semiconducteur actif de commutation. Des TBs, capables de bloquer des tensions de 4 500 V et de controler l'interruption des courants de 2 000 A, etaient dèja produits en 1988.

Malgré l'intèrêt croissant manifesté par des spécialistes et le publique avisé pour la physique et les applications de TBs, jusqu'à présent il n'y a eu aucun ouvrage dans la littérature de specialité, consacré exclusivement à ces dispositifs de puissance modernes. Le but de ce livre, écrit precisement pour répondre à cette necessité, est d'apporter les bases theoriques et pratiques de TBs, indispensables à la maîtrise du métier d'électronicien. Ce livre peut être utilisé par des étudiants des facultés au profil électrique ainsi que par des spécialistes engagés dans la rechérche des dispositifs de puissance. Chaque chapitre de cet ouvrage est organisé en vue d'introduire graduellement le lecteur dans le thème abordée.

Le premier chapitre („LA THEORIE ÉLÉMENTAIRE DES THYRISTORS BLOCABLES. PRINCIPES ET CONCEPTS FONDAMENTALS") est divisé en deux parts. La première partie présente la theorie élémentaire et les principes fondamentaux d'opération du TB, c'est-à-dire introduit le dispositif même à un lecteur qui n'est pas familier avec ce sujet. La présentation est basée sur des modèles et expressions analytiques simples ; une telle description donne un tableau de premier ordre sur les principes de fonctionement du TB. La seconde partie de ce chapitre présente des notions physiques et concepts technologiques fondamentaux, liés aux fabrication et opération du TB. On y décrit les propriétés du materiel semiconducteur (temps de vie des porteurs minoritaires, résistivité, les effets de forte dopage), les concepts technologiques (résistance latérale des couches semiconducteurs, shunt d'émetteur) et les paramètres thermiques (résistance thermique, la température intrinsèque).

La deuxième chapitre („LA PHYSIQUE D'OPERATION DU THYRISTOR BLOCABLE") analyse les modes fondamentaux de fonctionnement du TB. Les phénomènes caractéristiques pour les régimes statiques (l'état bloqué et l'état passant) et dynamiques (processus d'allumage et de l'extinction par la gâchette) du TB sont decrit en détail. L'accent est mis sur les particularités de comportement du TB en conditions de surcharge, typiques pour l'extinction par la gâchette. Avec le materiel exposé dans le premier chapitre, cette partie du livre offre le fondement pour la comprehension du fonctionnement du TB, des interactions entre la structure interne du dispositif et les conditions de son travail y compris.

Le troisième chapitre („PROBLÈMES SPECIFIQUES DE REALISATION DES THYRISTORS BLOCABLES") conduit le lecteur à travers les étapes principales de dessein/fabrication des TBs. Les problèmes exposés relèvent les limites fondamentales imposées sur le fonctionnement du TB par la structure interne même du dispositif. Le lecteur specialisé peut trouver des details pratiques sur le deroulement du processus technologique, y compris sur la fabrication des geometries verticales/horizontales; des shunts d'émetteur et des étages amplificateurs integrées. Une grande partie de ce chapitre est consacrée au controle du temps de vie des porteurs (getterisation, techniques de diffusion et nucleaires), ainsi qû'à la terminaison latérale des jonctions, assurant des hautes tension d'avalanches.

---

* Connu aussi sous le nom de „thyristor à l'extinction par la gâchette". En anglais: *Gate Turn-Off* (GTO) Thyristor.

Le quatrième chapitre („VARIANTES DES THYRISTORS BLOCABLES") prolonge le thème du chapitre antérieure en présentant les principales modifications structurelles des geometries horizontales/verticales, proposées au cours des dernieres années, pour la fabrication des TBs performants. On y présente des variantes des TBs asymmetriques ainsi que les structures à gâchette enterrée. L'accent est posé sur la présentation des thyristors blocables avec „deux niveaux d'interdigitation" (DNI ou TIL*), developpés par l'auteur de ce livre. Grâce à sa simplicité technologique et à ses particularités fonctionnelles, le concept DNI (TIL) s'est imposé pendant les dernières années comme la principale solution constructive coût-efficience, capable d'assurer l'amelioration globale des performances électriques du TB. Le chapitre se close sur une discussion — en termes „courants/tensions commutées" et „puissances d'entrée" — concernant les tendances principales dans le domaine des TBs. L'effort majeur de recherche dans les années à venir sera concentré sur le raffinement du concept „MOS GTO" (Thyristors intégralement controllables par des structures MOS monolithiques), detaillé dans le chapitre suivant.

Le cinquième chapitre („THYRISTORS EXTINGUABLES PAR LA GÂCHETTE") présente tous les types de thyristors ayant l'extinction controlée par la gâchette. On y decrit les principes d'operation et les structures principales des thyristors à l'extinction assistée par la gâchette (GATT**), thyristors à l'induction statique ou controlée par le champ (SIT/FCT***) ainsi que des dispositifs basés sur l'intégration fonctionnelle bipolaire — MOS (*M*etal-*O*xyde-*S*emiconducteur). Une grande partie de ce chapitre est consacrée aux dispositifs de type „thyristor" (p-n-p-n) associé à des gâchettes isolées (MOS) présentant une très haute résistance d'entrée, qui se traduit par une puissance de commande pratiquement nulle. On compare les performances des dispositifs de commutation actifs existants et on trace une projection sur l'évolution des composants de puissance dans le proche avenir.

Le chapitre sixième („CIRCUITS DE COMMANDE ET LES APPLICATIONS DES THYRISTORS BLOCABLES") relève l'interaction entre les circuits de commande par la gâchette et les applications de TBs. Après avoir présenté des étages simples en variantes isolés et non-isolées, on passe aux circuits électroniques complètes pour la commande des TBs de moyen et d'haute puissance. Les applications de TBs comprendent : hacheurs, onduleurs, controle des moteurs, sources d'allmentation et les circuits de déflexion pour le récepteurs T.V. Le chapitre se close avec une présentation des problemes specifiques d'utilisation de TBs : circuits de protection („snubber"), l'aire de sécurité (SOA), interconnexions des dispositifs, limitation fondamentale en fréquence et en puissance.

Chaque chapitre a ses propres références bibliographiques, selectées parmi les plus représentatives ouvrages existant dans le domaine. Le lecteur interessé pourra trouver des details supplimentaires dans les références citées.

---

* En anglais : *T*wo *I*nterdigitation *L*evels.
** En anglais : *G*ate-*a*ssisted *t*urn-off *t*hyristors.
*** En anglais : *S*tatic *I*nduction (*F*ield-*C*ontrolled) *T*hyristors.

ЗАПИРАЕМЫЕ ТИРИСТОРЫ

(физические основы, структурные разновидности, применения)

Андрей П. Силард

РЕЗЮМЕ

Изобретенные в начале 60-х годах, запираемые тиристоры (ЗТ)* были подвергнуты тщательному процессу теоретической и технологической разработки. Постоянный прирос мощноспособности ЗТ был сопровожден расширением областей применения этих приборов. Ускоренное развитие ЗТ было обусловлено способностью этих приборов уменьшить габариты/сложность электронных схем и улучшить надежнотсь работы промышленных систем. Ныне ЗТ играют важную роль как мощные ключи в промышленной автоматизации, в двигателях, в автомобильной электронике, в мощных источниках питания и в управлении домашнего электронного оборудования. ЗТ. имеющие мощноспособнпоти свыше 1 мегаватт, являются сегодня самыми мощными активными ключевыми приборами. ЗТ, способные коммутировать токи в 2 000 ампер при напряжений до 4 500 · вольт серийно выпускались промышленностью в 1988 году.

Несмотря на повышенный интерес проявленный к ЗТ специалистами и технически-склонной публикой, до сих пор в литературе отсутствует книга целиком посвященная многосторонним проблемам этих полупроводниковых приборов. Заполняя этот пробел, настоящая книга систематически изложает физические основы, методологию проектирова ния и применения ЗТ. Книга рассчитана на специалистов и аспирантов, в области разработки, производства и физики мощных полупроводниковых приборов, а также на студентов профильных технических ВУЗов. Каждая глава этой книги продумана так чтобы постепенно вводить читателя в изложенную тему. В результате, книга полезна и для лиц, весьма отдаленных от области мощных приборов.

Первая глава («ЭЛЕМЕНТАРНАЯ ТЕОРИЯ ЗАПИРАЕМЫХ ТИРИСТОРОВ. ФУНДАМЕНТАЛЬНЫЕ ПРИНЦИПЫ И ПОНЯТИЯ») разделена на две части. Первая часть посвящена принципам работы ЗТ, т.е. представляет прибор читателю который незнаком с темой. Изложенный материал опирается на простых моделях и аналитических формулировках, которые описывают важнейшие характеристики ЗТ; такой подход дает хорошую первостепенную картину физических основ ЗТ. Вторая часть главы представляет коренные физические/технологические и электротепловые понятия, тесно связанные с работой и проектированием ЗТ. Подчеркнуты важнейшие характеристики материала (время жизни носителей, удельное электрическое сопротивление, эффекты сильного легирования), технологические понятия (сопротивления полупроводниковых слоев, шунты эмиттерного перехода) и тепловые параметры (тепловые сопротивления, собственная температура).

Во второй главе («ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАБОТЫ ЗАПИРАЕМЫХ ТИРИСТОРОВ») детально рассматриваются все основнье режимы работ ЗТ: выключенное состояние, процессы включения, открытое состояние и переходной процесс выключения по электроду управления. Статические и динамические характеристики ЗТ описаны с помощью минимальной математической выкладке, опираясь на простые, но корректные модели. Особое место отведено анализу поведения ЗТ при перегрузках, типичных для процесса выключения током управления. Вместе с материалом первой главы, эта часть книги составляет основу для понимания принципов работ ЗТ, а также проблематики проектирования/применения этих приборов.

Третья глава («КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ И ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ЗАПИРАЕМЫХ ТИРИСТОРОВ») проводит читателя через основные этапы проектирования и технологической реализации ЗТ. Изложение конструктивных особенностей ЗТ помогает понять основные ограничения, наложенные на параметры/работу ЗТ, самой внутренней структурой этих приборов. Заинтересован-

---

* Также известные под названиями: «двухоперационные тиристоры» и «тиристоры выключаемые током управления». Английский термин: Gate turn-off thyristors (GTO).

ный читатель найдет в этой главе следующие специализированные темы: проектирование и реализация вертикальных/горизонтальных структур, эмиттерных шунтов и вспомогательных внутренних (интегрированных) тиристоров (структуры с регенеративным управляющим электродом). Специальные разделы отведены различным методам контроля времени жизни носителей (геттеризация, диффузионные и ядерные приемы) и практическим подходам, которые обеспечивают высокие пробивные напряжения ЗТ.

Четвертая глава («РАЗНОВИДНОСТИ ЗАПИРАЕМЫХ ТИРИСТОРОВ») продолжает изложение предыдущей главы, представляя изменения внесенные в коренных горизонтальных/вертикальных структурах с целью разработки высококачественных ЗТ. Описаны все разновидности современных ЗТ: несимметричные варианты, структуры с зарытым электродом управления, тиристоры с регенеративным управляющим электродом. Специальный раздел посвящен ЗТ « с двумя уровнями развевления» (ДУР), разработанные автором этой книги. Благодаря простоте реализации и своим преимуществам, концепт ДУР выдвинулся за последние годы как основной затрат-эффективный подход к улучшению всех параметров ЗТ. В конце главы представлены основные тенденции в области ЗТ. Показано что основное усилие будет направлено на технологическую разработку МОП ЗТ, который представлен в следующей главе.

Глава пятая («ТИРИСТОРЫ С ВЫКЛЮЧЕНИЕМ ПОСРЕДСТВОМ ЭЛЕКТРОДА УПРАВЛЕНИЯ») детально представляет тиристоры, обладающие способностью выключения посредством электрода управления. Рассмотрены принципы работы и разновидности комбинированно-выключаемых приборов, тиристоров с полевым контролем и МОП (металл — окись — полупроводник) ЗТ, Представлены и другие приборы, основанные на функциональной интеграции тиристорных структур с МОП транзисторами. В конце главы дается резюме мощноспособности активных ключевых приборов в 1988 году и представляется прогноз роста токовых параметров этих приборов в последующие годы.

Глава шестая («ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ И ПРИМЕНЕНИЯ ЗАПИРАЕМЫХ ТИРИСТОРОВ») выявляет основные взаимоотношения между схемами включения/выключения по электроду управления и применениями ЗТ. Читатель сперва ознакомлен с простыми изолированными и неизолированными каскадами цепей управления. В последующих разделах представлены практические схемы управления для ЗТ средней и большой мощности. Описанные применения ЗТ включают: модуляторы, инверторы, двигатели постоянного и переменного тока, источники питания и генераторы развертки для телевизионных приемников. В окончании главы отмечаются особенности применения ЗТ: демпфирующие цепочки («снаббер»), максимально-допустимая площадь работы прибора, серийно/параллельная связь, основные частотные пределы.

Каждая глава оснащена списком работ, которые являются самыми представительными из обширной литературы существующей на эту тему. Заинтересованный читатель найдет дополнительные детали в основных работах, к которым часто делается ссылка в этой книге.

ABSCHALTBAREN THYRISTOREN

(Funktionsprinzipien, Grundstrukturen, Anwendungen)

Andrei P. Silard

Seit seiner Entfindung am Anfang der sechziger Jahren, ist der abschaltbarer Thyristor (oder GTO* Thyristor) an einen sehr intensiven Entwicklungsprozess übergangen. Die häftige Beschleunigung der Leistungsfähigkeit der GTO wurde bei einer merkwürdiger Erweiterung seiner Anwendungen begleitet. Die verantwortliche treibende Kraft der GTO Entwicklung besteht in ihrer Fähigkeit die Komplexität der Leistungselektroniksystemen zu vermindern. Die Anwendung der GTO hat eine grosse Kostverminderung erreicht und erhöhte die Zuverlässigkeit der Leistungselektronik. Der GTO Thyristor hat mit seiner Spannungs- und Stromsfestigkeit eine wichtige Rolle als Leistungsschalter in der Automatisierung, in der elektrischen Traktion, Automobilzündung, Stromversorgung und in der Kontrolle der Haushaltgeräte. Mit seiner Leistungsfähigkeit grösser als 1 MW, ist der GTO Thyristor heutzutage der mächtigster Halbleiterleistungsschalter. GTO Thyristoren mit Sperrspannungen bis 4.5 kV und Abschaltstrome bis 2 kA waren in Erzeugung im 1988.

Trotzdem zunehmenden Anteil in GTO Physik und Anwendungen gibt es heutzutage kein Handbuch für ausführlicher Information über diese moderne Leistungsbauelemente. Diese Arbeit wurde mit dem Ziel den Mangel eines grundlegendes Handbuch für GTO — Physiks auszufüllen. Es kann nützlich sein für selbsstudierenden Halbleiterengenieuren die gründliche Kentnisse in diesen Gebiete erwerben wollen, für Bauelemente-Entwickler wie auch als Handbuch für Studenten in Leistungselektronik. Teder Kapitel dieses Buches ist so organisiert dass es erst eine Einleitung gibt die auch für einen nichtfamiliären Leser die Grundlegenden Begriffe der Thema bekannt macht.

Das erste Kapitel („ELEMENTARE THEORIE DES ABSCHALTBAREN THYRISTOREN. GRUNDLEGENDE PRINZIPIEN UND KONZEPTEN“) hat zwei Teile. Das erste Teil befasst sich mit die grundlegende Theorien und Funktionsprinzip des GTO Thyristoren, nämlich den Bauelement einem Leser dem das Thema unbekannt ist einleitet. Die Darstellung ist an Ersatzmodellen und einfache Mathematik gründet und dieserweile die Möglichkeiten und Grenzen dieser Bauelementen zulässt. Das zweite Teil ist den wichtigsten physischen/technologischen Eingenschaften und Konzepten gewidmet, die mit den GTO-Funktionsweise verbunden sind: Trägerlebensdauer, Querleitfahigkeit, Querwiederstand, Hochdotierungseffekt, Emitterkurzschlüsse und thermische Eigenschaften.

Im zweiten Kapitel („PHYSIK DES GTO THYRISTOREN“) ist das spezifische, statische und dynamische Verhalten des GTO Thyristoren betont. Die Analyse ist an einfache doch korrekte Modelle und Ahnlichkeiten begründet. Das eigentumliche Benehmen der GTO insbesonderst in Uberstromskondition, typisch für steuerstromseitig Abschaltung sind hauptsächlich betont. Dieser Teil des Handbuches gibt eine Basis für das Verständniss der Grundlegenden Aufbau/Funktionen des GTO.

Das dritte Kapitel („SPEZIFISCHE PROBLEMEN DER REALISIERUNG DER GTO THYRISTOREN“) führt den Leser durch den Herstellungsprozessen des GTO. Das erleichtert den Verstand der ervorderten Grundgrenzen der inneren Struktur wie auch die Funktion des GTO. Der Leistungshalbleiter — Entwickler findet hier auch Einzelheiten bezüglich Aufbau und Realisierung der lateralen und vertikalen Geometrie, des Kurzschlussemitters und monolitischer Zundverstärker („Amplifying Gates“). Ein grosser Teil dieses Kapitels ist der Trägerlebensdauereinstellung (Getterisierung, Diffusion and Bestrahlung-Technik) und Randabschrägung (versichernde hohe Sperrfähigkeit) gewidmet.

Der vierte Kapitel („SPEZIELLE GTO THYRISTOREN“) erweitert die Vorstellung des Vorhergehenden Kapitel bezüglich die wichtigsten Veränderungen der grundlegenden horizontalen/vertikalen Strukturen, anfordert bei Fortschritten in den letzten Jahren in der Realisierung der speziellen Hochqualität GTO. Spezielle GTO abgeleitete Bauelemente sind vorgestellt, nämlich der asymmetrischen GTO Thyristoren und die sogennanten „Buried Gate“

---

* *Gate Turn-Off* Thyristor. Diese Thyristoren werden über einen positiven Steuerstrom eingeschaltet und können durch einen negativen Steuerstrom abgeschaltet werden mittels des „Gate“.

Strukturen. Einen wichtigen Platz hat die Ausführliche Vorstellung der TIL* GTO Thyristoren entwickelt bei den Verfasser dieses Buches. Der streifenförmige Gate-Kathoden TIL Konzept mit seine Einzigartige Karaktere erreichte in den letzten Jahren die wichtigste technologische Lösung für Kost-Effektive Verbesserung der GTO. Das Kapitel endet mit eine Vorstellung des GTO-Stand der Technik und Entwicklungsmöglichkeiten in dieses Gebiet. Es ist vorgesehen dass in den kommenden Jahren die grosste Bemühung in Forschung und Entwicklung in MOS GTO Strukturen stattfinden wird. Dieses Thema wird in den nächsten Kapitel ausführlich besprochen.

Das fünfte Kapitel „THYRISTOREN MIT ABSCHALTBAREN MÖGLICHKEITEN") befasst sich mit Thyristoren in welchen die Abschaltung beim Steueranschluss („Gate") Kontrolliert ist. Die Funktion und der Aufbau der Ausschaltsunterstützende Thyristoren (GATT)**, Feldgesteuerte Thyristoren (SIT/FGT)*** und Kombinierte Bipolare — MOS (BiMOS) Bauelemente sind ausführlich beschrieben. Alle Halbleiterschaltungen basiert auf funktionalische Integration Thyristor-ähnlich (p-n-p-n) Strukturen mit Hochenwiederständlich MOS-Gate sind vorgestellt. Abschliessend werden alle aktive Leistungsbauelemente miteinander verglichen (bezüglich Spannungs — und Stromsfestigkeit gegen Ansteuerleistung). Die Entwicklungsmöglichkeiten der Abschaltbare Bauelemente sind auch besprochen.

Das sechste Kapitel („STEUERIMPULSGENERATORS UND ANWENDUNGEN VON GTO-THYRISTOREN") erklärt die Realisierungstechnik des Steuerimpulsgenerators für GTO-Thyristoren. Die gegenseitige Einflüsse der Steuerbedingungen auf das GTO-Schaltverhalten in allgemeine Anwendungen ist vorgestellt. Grundlegende Anforderungen an die steuersgenerators mit galvanischer Köpplung zum GTO wie auch die Isolierungstechnik sind besprochen. Praktischer Einsatz der Ansteuer-Beschaltungs-und Schutztechnik sind vorgestellt. Die dargestellte GTO-Anwendungen erfassen: Gleichstromstellers, Wechselrichters, AC-Motorsteuerungen, Unterbrechungsfreie Stromversorgung (USV) und Fernsehe. Anschliessend werden die typische Problemen bezüglich die Anwendung des GTO-Thyristoren besprochen: Schutztechnik (RCD-Kreis oder sogennante „snubber"), der sichere Arbeitsbereich (SOA), Leistung — und Frequenz — Grenzung, Serie- und Parallelgeschaltung.

Jeder Kapitel hat seln eigene Literaturverzeichniss, die bis heutzutage die wichtigsten Publikationen in diesen Gebiete erhält. Dieserweile, ist den Leser die weitere Informierung über die bestimmten Themen, die in diesem Buch vorhanden sind, erleichtert.

---

* Two Interdigitation Levels.
** Gate-assisted turn-off thyristors.
*** Static Induction (field-controlled) thyristors.

INDEX

Activarea sarcinii reziduale 125
Aluminiu 148
Ambalare termică 72
Amorsare
  condiția de amorsare 31
  prin breakover 90
  prin efectul dV/dt 92
  pe poartă 98, 281
Amplificator de poartă integrat 107
Amplificator de poartă în dublu inel 164
Aria de funcționare în siguranță (SOAR) 342
Aria inițială în conducție 100
Aria finală în conducție 10,130
Arseniu 150
Aur 169

Balansarea curentului 232
Banda interzisă 54
Blocare în direct 86
Blocare în invers 81
Blocare pe poartă 31, 124
Bor 146

Capacitate calorică 105
Capabilitate în di/dt 103
Capabilitate în dV/dt static 92
Capabilitate în dV/dt dinamic 127
Caracteristica statică a tiristorului 21
Chopper 18, 330
  cu multiplicare de tensiune 332
  de curent alternativ 334
Circuite de comandă 304
  cu cuplaj direct 305, 307
  cu izolare galvanică 307, 320
Circuit auxiliar de stingere 326
Cîmp electric la suprafață 189
Coeficient de difuzie 50
Cîștigul în curent la blocare 43, 132
Conducție în direct 17, 22
Concentrație intrinsecă 51
Concentrație intrinsecă efectivă 56
Contact
  ohmic 206
  presat 207
  Schottky 206
  sudat 208
Contactor static 329
Contur corodat 202
Curent
  anodic maxim-controlabil de poartă 42
  de acroșaj 24
  de difuzie 87
  de generare-recombinare 87
  de menținere 22
  minim de amorsare pe poartă 23
  rezidual în direct 21
  rezidual în invers 22
  de suprasarcină 116

Darlington BiMOS 312
Decuparea joncțiunilor 187
Distrugere electrotermică 122
Degenerarea semiconductorului 54
Difuzie 141
  de tip *n* 149
  de tip *p* 147
  în tub deschis 148
  în tub închis 148
Diodă
  pin 114
  cu pătrundere 183
  de protecție la breakover (BOD) 92
  redresoare 21
  Shockley 20
dV/d*t* reaplicat (dinamic) 125

Efectul
  de dopaj puternic 54
  di/d*t* 103
  de pătrundere 83
  de tranzistor cu baza în gol 85
  dV/d*t* 93
Eficiența de injecție 141
Electrod echipotențial de cîmp 200
Energia disipată în comutație 343
Epitaxie 156
Eșuarea blocării pe poartă 127
Extinderea terminației joncțiunii 203

Factor
  de cîștig în curent la semnal mic 91
  de cîștig la amorsare 33
  de cîștig la blocare 43
  de șuntare 159
Fiabilitate electrotermică 128
Filamentarea curentului 122
Fotogravura 150

Galiu 148
Getterizare 167

Impurități acceptoare 45.
Impurități donoare 46
Inel de cîmp 196
Integrarea funcțională bipolar-MOS 273
Interdigitare poartă-catod 111
Invertor 333
Ionizare incompletă 54
Iradiere cu electroni 172

Joncțiune
  cilindrică 155
  mesa 155
  plană 155
  planară 155
  plan-paralelă 155
  sferică 155

Litografie 153
Lungime ambipolară de difuzie 115

Metalizare 156
Mişcare
prin drift 47
prin difuzie 50
Minitiristor 232
Mobilitate 47
Modulator 330
Multiplicator de tensiune 332

Neomogenitate de arie 47
Nivel
energetic al trapelor 59
Fermi 60
de injecţie normalizat 60
înalt de injecţie 113

Oxidare
umedă 151
uscată 150

Pasivare 205
Pierderi
în comutaţie 343
ohmice 120
recombinaţionale 120
Poartă
cu amorsare iniţiată de cîmp 109
cu joncţiune 110
Produsul (p·n) 56
Protecţie
la breakover 92
la di/dt 106
la dV/dt 96

Rata
critică de creştere a tensiunii de blocare aplicate 44
de creştere a curentului invers pe poartă 44
netă a recombinării 59
Recombinare
indirectă (HSR) 58
bandă-bandă 61
Auger 61
Răspîndirea conducţiei 101
Redistribuirea impurităţilor 156
Relaţia lui Einstein 50
Reţea de şunturi 159
Rezist 153
Rezistivitate 51
intrinsecă 51
extrinsecă 52
Rezistenţă
laterală 65
modulată 66
nemodulată 66
pe pătrat 65
şunturilor de emitor 67

Sarcina stocată 43
Siliciu FZ şi CZ 143
SIPOS 205
Snubber 97, 341
Structură *pnpn* 20
neregenerativă 214
cvasi-neregenerativă 225
Substrat de siliciu 143
Suprasarcină 116
Suprafaţă laterală 187
conturată mecanic 188
conturată dublu-pozitiv 192
corodată chimic 202
Sursă de comutaţie 336
Sursă de dopare 146

Şunt de emitor 66

Tensiune
de străpungere în direct 22
minimă de amorsare pe poartă 23
inversă maximă de poartă 44
Temperatura
de filamentare 123
intrinsecă 53
virtuală a joncţiunii 71
Terminaţie laterală a joncţiunii 187
Timp
de amorsare 37
de blocare (pe poartă) 38
de cădere 38
de creştere 37
de întîrziere 36
de răspîndire 37
de restabilire (revenire) 38
de tranzit 87, 94, 99
de viaţă 57
de viaţă Auger 63
de viaţă HSR 59
la nivel mic de injecţie 60
la nivel mare de injecţie 61
în zona de sarcină spaţială 61
Tiristor 20
asimetric 217
cu blocare pe poartă (GTO) 17
cu blocare asistată de poartă (GATT) 254
cu conducţie în invers (RCT) 220
cu două nivele de interdigitare (TIL) 222
cu emitor ondulat 249
MOS GTO 291
cu inducţie statică (controlat de cîmp) 261
p^- GTO 249
cu poartă îngropată 222, 270
cu poartă MOS 280
TIL GTO 222
cu şunturi MOS 294
Transmutare neutronică 144
Tranzistor
bipolar *npn* 18
D-MOS 274
V-MOS 274
cu poartă izolată (*IGT* sau *COMFET*) 282

Unghi de conturare 188
efectiv 191
negativ 188
pozitiv 189

Viteza de constricţie a curentului 232
Viteza de răspîndire a conducţiei 102

THYRISTORS BLOCABLES

(Physique, Structures, Applications)

Andrei P. Silard

RÉSUMÉ

Depuis son invention au début des années soixantes, le *t*hyristor *b*locable* (TB) a subi un processus complex de raffinement conceptuel et technologique. La croissance constante des niveaux de puissance commutée par TBs a été accompagnée d'une expansion des domaines d'applications de ces composants. La force motrice du développement des TBs réside dans leurs capacité d'interrompre des forts niveaux de courant dans la plus grande fiabilité et de réduire la complexité des circuits électroniques de commande. L'utilisation des TBs a eu comme conséquence une réduction appreciable des prix des systèmes électroniques de puissance et l'amélioration de leurs fiabilité en fonctionnement. Les TBs jouent aujourd'hui un rôle important comme commutateurs de puissance dans l'automatisation industrielle, dans la commande des moteurs, dans les systèmes électroniques pour les voitures, dans les sources d'alimentation ainsi que dans les denrées de consommation électroniques. Grâce à sa capacité maximale en puissance dépassant 1 MW, le TB est à présent le plus fort dispositif semiconducteur actif de commutation. Des TBs, capables de bloquer des tensions de 4 500 V et de controler l'interruption des courants de 2 000 A, etaient dèja produits en 1988.

Malgré l'intèrêt croissant manifesté par des spécialistes et le publique avisé pour la physique et les applications de TBs, jusqu'à présent il n'y a eu aucun ouvrage dans la littérature de specialité, consacré exclusivement à ces dispositifs de puissance modernes. Le but de ce livre, écrit precisement pour répondre à cette necessité, est d'apporter les bases theoriques et pratiques de TBs, indispensables à la maîtrise du métier d'électronicien. Ce livre peut être utilisé par des étudiants des facultés au profil électrique ainsi que par des spécialistes engagés dans la rechérche des dispositifs de puissance. Chaque chapitre de cet ouvrage est organisé en vue d'introduire graduellement le lecteur dans le thème abordée.

Le premier chapitre („LA THEORIE ÉLÉMENTAIRE DES THYRISTORS BLOCABLES. PRINCIPES ET CONCEPTS FONDAMENTALS") est divisé en deux parts. La première partie présente la theorie élémentaire et les principes fondamentaux d'opération du TB, c'est-à-dire introduit le dispositif même à un lecteur qui n'est pas familier avec ce sujet. La présentation est basée sur des modèles et expressions analytiques simples ; une telle description donne un tableau de premier ordre sur les principes de fonctionement du TB. La seconde partie de ce chapitre présente des notions physiques et concepts technologiques fondamentaux, liés aux fabrication et opération du TB. On y décrit les propriétés du materiel semiconducteur (temps de vie des porteurs minoritaires, résistivité, les effets de forte dopage), les concepts technologiques (résistance latérale des couches semiconducteurs, shunt d'émetteur) et les paramètres thermiques (résistance thermique, la température intrinsèque).

La deuxième chapitre („LA PHYSIQUE D'OPERATION DU THYRISTOR BLOCABLE") analyse les modes fondamentaux de fonctionnement du TB. Les phénomènes caractéristiques pour les régimes statiques (l'état bloquè et l'état passant) et dynamiques (processus d'allumage et de l'extinction par la gâchette) du TB sont decrit en détail. L'accent est mis sur les particularités de comportement du TB en conditions de surcharge, typiques pour l'extinction par la gâchette. Avec le materiel exposé dans le premier chapitre, cette partie du livre offre le fondement pour la comprehension du fonctionnement du TB, des interactions entre la structure interne du dispositif et les conditions de son travail y compris.

Le troisième chapitre („PROBLÈMES SPECIFIQUES DE REALISATION DES THYRISTORS BLOCABLES") conduit le lecteur à travers les étapes principales de dessein/fabrication des TBs. Les problèmes exposés relèvent les limites fondamentales imposées sur le fonctionnement du TB par la structure interne même du dispositif. Le lecteur specialisé peut trouver des details pratiques sur le deroulement du processus technologique, y compris sur la fabrication des geometries verticales/horizontales, des shunts d'émetteur et des étages amplificateurs integrées. Une grande partie de ce chapitre est consacrée au controle du temps de vie des porteurs (getterisation, techniques de diffusion et nucleaires), ainsi qù'à la terminaison latérale des jonctions, assurant des hautes tension d'avalanches.

---

* Connu aussi sous le nom de „thyristor à l'extinction par la gâchette". En anglais: Gate *T*urn-*O*ff (GTO) Thyristor.

Le quatrième chapitre („VARIANTES DES THYRISTORS BLOCABLES") prolonge le thème du chapitre antérieure en présentant les principales modifications structurelles des geometries horizontales/verticales, proposées au cours des dernieres années, pour la fabrication des TBs performants. On y présente des variantes des TBs asymmetriques ainsi que les structures à gâchette enterrée. L'accent est posé sur la présentation des thyristors blocables avec „deux niveaux d'interdigitation" (DNI ou TIL*), developpés par l'auteur de ce livre. Grâce à sa simplicité technologique et à ses particularités fonctionnelles, le concept DNI (TIL) s'est imposé pendant les dernières années comme la principale solution constructive coût-efficience, capable d'assurer l'amelioration globale des performances électriques du TB. Le chapitre se close sur une discussion — en termes „courants/tensions commutées" et „puissances d'entrée" — concernant les tendances principales dans le domaine des TBs. L'effort majeur de recherche dans les années à venir sera concentré sur le raffinement du concept „MOS GTO" (Thyristors intégralement controllables par des structures MOS monolithiques), detaillé dans le chapitre suivant.

Le cinquième chapitre („THYRISTORS EXTINGUABLES PAR LA GÂCHETTE") présente tous les types de thyristors ayant l'extinction controlée par la gâchette. On y decrit les principes d'operation et les structures principales des thyristors à l'extinction assistée par la gâchette (GATT**), thyristors à l'induction statique ou controlée par le champ (SIT/FGT***) ainsi que des dispositifs basés sur l'intégration fonctionnelle bipolaire — MOS (*M*etal-*O*xyde-*S*emiconducteur). Une grande partie de ce chapitre est consacrée aux dispositifs de type „thyristor" (p-n-p-n) associé à des gâchettes isolées (MOS) présentant une très haute résistance d'entrée, qui se traduit par une puissance de commande pratiquement nulle. On compare les performances des dispositifs de commutation actifs existants et on trace une projection sur l'évolution des composants de puissance dans le proche avenir.

Le chapitre sixième („CIRCUITS DE COMMANDE ET LES APPLICATIONS DES THYRISTORS BLOCABLES") relève l'interaction entre les circuits de commande par la gâchette et les applications de TBs. Après avoir présenté des étages simples en variantes isolés et non-isolées, on passe aux circuits électroniques complètes pour la commande des TBs de moyen et d'haute puissance. Les applications de TBs comprendent : hacheurs, onduleurs, controle des moteurs, sources d'alimentation et les circuits de déflexion pour le récepteurs T.V. Le chapitre se close avec une présentation des problemes specifiques d'utilisation de TBs : circuits de protection („snubber"), l'aire de sécurité (SOA), interconnexions des dispositifs, limitation fondamentale en fréquence et en puissance.

Chaque chapitre a ses propres références bibliographiques, selectées parmi les plus représentatives ouvrages existant dans le domaine. Le lecteur interessé pourra trouver des details supplimentaires dans les références citées.

---

* En anglais: *T*wo *I*nterdigitation *L*evels.
** En anglais: *G*ate-*a*ssisted *t*urn-off *t*hyristors.
*** En anglais: *S*tatic *I*nduction (*F*ield-*C*ontrolled) *T*hyristors.

ЗАПИРАЕМЫЕ ТИРИСТОРЫ

(физические основы, структурные разновидности, применения)

Андрей П. Силард

РЕЗЮМЕ

Изобретенные в начале 60-х годах, запираемые тиристоры (ЗТ)* были подвергнуты тщательному процессу теоретической и технологической разработки. Постоянный прирос мощноспособности ЗТ был сопровожден расширением областей применения этих приборов. Ускоренное развитие ЗТ было обусловлено способностью этих приборов уменьшить габариты/сложность электронных схем и улучшить надежнотсь работы промышленных систем. Ныне ЗТ играют важную роль как мощные ключи в промышленной автоматизации, в двигателях, в автомобильной электронике, в мощных источниках питания и в управлении домашнего электронного оборудования. ЗТ. имеющие мощноспособиноти свыше 1 мегаватт, являются сегодня самыми мощными активными ключевыми приборами. ЗТ, способные коммутировать токи в 2 000 ампер при напряжений до 4 500 вольт серийно выпускались промышленностью в 1988 году.

Несмотря на повышенный интерес проявленный к ЗТ специалистами и технически-склонной публикой, до сих пор в литературе отсутствует книга целиком посвященная многосторонним проблемам этих полупроводниковых приборов. Заполняя этот пробел, настоящая книга систематически изложает физические основы, методологию проектирова ния и применения ЗТ. Книга рассчитана на специалистов и аспирантов, в области разработки, производства и физики мощных полупроводниковых приборов, а также на студентов профильных технических ВУЗов. Каждая глава этой книги продумана так чтобы постепенно вводить читателя в изложенную тему. В результате, книга полезна и для лиц, весьма отдаленных от области мощных приборов.

Первая глава («ЭЛЕМЕНТАРНАЯ ТЕОРИЯ ЗАПИРАЕМЫХ ТИРИСТОРОВ. ФУНДАМЕНТАЛЬНЫЕ ПРИНЦИПЫ И ПОНЯТИЯ») разделена на две части. Первая часть посвящена принципам работы ЗТ, т.е. представляет прибор читателю который незнаком с темой. Изложенный материал опирается на простых моделях и аналитических формулировках, которые описывают важнейшие характеристики ЗТ; такой подход дает хорошую первостепенную картину физических основ ЗТ. Вторая часть главы представляет коренные физические/технологические и электротепловые понятия, тесно связанные с работой и проектированием ЗТ. Подчеркнуты важнейшие характеристики материала (время жизни носителей, удельное электрическое сопротивление, эффекты сильного легирования), технологические понятия (сопротивления полупроводниковых слоев, шунты эмиттерного перехода) и тепловые параметры (тепловые сопротивления, собственная температура).

Во второй главе («ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАБОТЫ ЗАПИРАЕМЫХ ТИРИСТОРОВ») детально рассматриваются все основнье режимы работ ЗТ: выключенное состояние, процессы включения, открытое состояние и переходной процесс выключения по электроду управления. Статические и динамические характеристики ЗТ описаны с помощью минимальной математической выкладке, опираясь на простые, но корректные модели. Особое место отведено анализу поведения ЗТ при перегрузках, типичных для процесса выключения током управления. Вместе с материалом первой главы, эта часть книги составляет основу для понимания принципов работ ЗТ, а также проблематики проектирования/применения этих приборов.

Третья глава («КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ И ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ЗАПИРАЕМЫХ ТИРИСТОРОВ») проводит читателя через основные этапы проектирования и технологической реализации ЗТ. Изложение конструктивных особенностей ЗТ помогает понять основные ограничения, наложенные на параметры/работу ЗТ, самой внутренней структурой этих приборов. Заинтересован-

---

* Также известные под названиями: «двухоперационные тиристоры» и «тиристоры выключаемые током управления». Английский термин : Gate turn-off thyristors (GTO).

ный читатель найдет в этой главе следующие специализированные темы: проектирование и реализация вертикальных /горизонтальных структур, эмиттерных шунтов и вспомогательных внутренних (интегрированных) тиристоров (структуры с регенеративным управляющим электродом). Специальные разделы отведены различным методам контроля времени жизни носителей (геттеризация, диффузионные и ядерные приемы) и практическим подходам, которые обеспечивают высокие пробивные напряжения ЗТ.

Четвертая глава («РАЗНОВИДНОСТИ ЗАПИРАЕМЫХ ТИРИСТОРОВ») продолжает изложение предыдущей главы, представляя изменения внесенные в коренных горизонтальных /вертикальных структурах с целью разработки высококачественных ЗТ. Описаны все разновидности современных ЗТ: несимметричные варианты, структуры с зарытым электродом управления, тиристоры с регенеративным управляющим электродом. Специальный раздел посвящен ЗТ « с двумя уровнями разветвления» (ДУР), разработанные автором этой книги. Благодаря простоте реализации и своим преимуществам, концепт ДУР выдвинулся за последние годы как основной затрат-эффективный подход к улучшению всех параметров ЗТ. В конце главы представлены основные тенденции в области ЗТ. Показано что основное усилие будет направлено на технологическую разработку МОП ЗТ, который представлен в следующей главе.

Глава пятая («ТИРИСТОРЫ С ВЫКЛЮЧЕНИЕМ ПОСРЕДСТВОМ ЭЛЕКТРОДА УПРАВЛЕНИЯ») детально представляет тиристоры, обладающие способностью выключения посредством электрода управления. Рассмотрены принципы работы и разновидности комбинированно-выключаемых приборов, тиристоров с полевым контролем и МОП (металл — окись — полупроводник) ЗТ, Представлены и другие приборы, основанные на функциональной интеграции тиристорных структур с МОП транзисторами. В конце главы дается резюме мощноспособности активных ключевых приборов в 1988 году и представляется прогноз роста токовых параметров этих приборов в последующие годы.

Глава шестая («ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ И ПРИМЕНЕНИЯ ЗАПИРАЕМЫХ ТИРИСТОРОВ») выявляет основные взаимоотношения между схемами включения/выключения по электроду управления и применениями ЗТ. Читатель сперва ознакомлен с простыми изолированными и неизолированными каскадами цепей управления. В последующих разделах представлены практические схемы управления для ЗТ средней и большой мощности. Описанные применения ЗТ включают: модуляторы, инверторы, двигатели постоянного и переменного тока, источники питания и генераторы развертки для телевизионных приемников. В окончании главы отмечаются особенности применения ЗТ: демпфирующие цепочки («снаббер»), максимальнодопустимая площадь работы прибора, серийно /параллельная связь, основные частотные пределы.

Каждая глава оснащена списком работ, которые являются самыми представительными из обширной литературы существующей на эту тему. Заинтересованный читатель найдет дополнительные детали в основных работах, к которым часто делается ссылка в этой книге.

ABSCHALTBAREN THYRISTOREN

(Funktionsprinzipien, Grundstrukturen, Anwendungen)

Andrei P. Silard

Seit seiner Entfindung am Anfang der sechziger Jahren, ist der abschaltbarer Thyristor (oder GTO* Thyristor) an einen sehr intensiven Entwicklungsprozess übergangen. Die häftige Beschleunigung der Leistungsfähigkeit der GTO wurde bei einer merkwürdiger Erweiterung seiner Anwendungen begleitet. Die verantwortliche treibende Kraft der GTO Entwicklung besteht in ihrer Fähigkeit die Komplexität der Leistungselektroniksystemen zu vermindern. Die Anwendung der GTO hat eine grosse Kostverminderung erreicht und erhöhte die Zuverlässigkeit der Leistungselektronik. Der GTO Thyristor hat mit seiner Spannungs- und Stromsfestigkeit eine wichtige Rolle als Leistungsschalter in der Automatisierung, in der elektrischen Traktion, Automobilzündung, Stromversorgung und in der Kontrolle der Haushaltgeräte. Mit seiner Leistungsfähigkeit grösser als 1 MW, ist der GTO Thyristor heutzutage der mächtigster Halbleiterleistungsschalter. GTO Thyristoren mit Sperrspannungen bis 4.5 kV und Abschaltstrome bis 2 kA waren in Erzeugung im 1988.

Trotzdem zunehmenden Anteil in GTO Physik und Anwendungen gibt es heutzutage kein Handbuch für ausführlicher Information über diese moderne Leistungsbauelemente. Diese Arbeit wurde mit dem Ziel den Mangel eines grundlegendes Handbuch für GTO — Physiks auszufüllen. Es kann nützlich sein für selbsstudierenden Halbleiterengenieuren die gründliche Kentnisse in diesen Gebiete erwerben wollen, für Bauelemente-Entwickler wie auch als Handbuch für Studenten in Leistungselektronik. Teder Kapitel dieses Buches ist so organisiert dass es erst eine Einleitung gibt die auch für einen nichtfamiliären Leser die Grundlegenden Begriffe der Thema bekannt macht.

Das erste Kapitel („ELEMENTARE THEORIE DES ABSCHALTBAREN THYRISTOREN. GRUNDLEGENDE PRINZIPIEN UND KONZEPTEN") hat zwei Teile. Das erste Teil befasst sich mit die grundlegende Theorien und Funktionsprinzip des GTO Thyristoren, nämlich den Bauelement einem Leser dem das Thema unbekannt ist einleitet. Die Darstellung ist an Ersatzmodellen und einfache Mathematik gründet und dieserweile die Möglichkeiten und Grenzen dieser Bauelementen zulässt. Das zweite Teil ist den wichtigsten physischen/technologischen Eingenschaften und Konzepten gewidmet, die mit den GTO-Funktionsweise verbunden sind: Trägerlebensdauer, Querleitfahigkeit, Querwiederstand, Hochdotierungseffekt, Emitterkurzschlüsse und thermische Eigenschaften.

Im zweiten Kapitel („PHYSIK DES GTO THYRISTOREN") ist das spezifische, statische und dynamische Verhalten des GTO Thyristoren betont. Die Analyse ist an einfache doch korrekte Modelle und Ahnlichkeiten begründet. Das eigentumliche Benehmen der GTO Insbesonderst in Überstromskondition, typisch für steuerstromseitig Abschaltung sind hauptsächlich betont. Dieser Teil des Handbuches gibt eine Basis für das Verständniss der Grundlegenden Aufbau/Funktionen des GTO.

Das dritte Kapitel („SPEZIFISCHE PROBLEMEN DER REALISIERUNG DER GTO THYRISTOREN") führt den Leser durch den Herstellungsprozessen des GTO. Das erleichtert den Verstand der ervorderten Grundgrenzen der inneren Struktur wie auch die Funktion des GTO. Der Leistungshalbleiter — Entwickler findet hier auch Einzelheiten bezüglich Aufbau und Realisierung der lateralen und vertikalen Geometrie, des Kurzschlussemitters und monolitischer Zundverstärker („Amplifying Gates"). Ein grosser Teil dieses Kapitels ist der Trägerlebensdauereinstellung (Getterisierung, Diffusion and Bestrahlung-Technik) und Randabschrägung (versichernde hohe Sperrfähigkeit) gewidmet.

Der vierte Kapitel („SPEZIELLE GTO THYRISTOREN") erweitert die Vorstellung des Vorhergehenden Kapitel bezüglich die wichtigsten Veränderungen der grundlegenden horizontalen/vertikalen Strukturen, anfordert bei Fortschritten in den letzten Jahren in der Realisierung der spezellen Hochqualität GTO. Spezielle GTO abgeleitete Bauelemente sind vorgestellt, nämlich der asymmetrischen GTO Thyristoren und die sogennanten „Buried Gate"

---

* Gate Turn-Off Thyristor. Diese Thyristoren werden über einen positiven Steuerstrom eingeschaltet und können durch einen negativen Steuerstrom abgeschaltet werden mittels des „Gate".

Strukturen. Einen wichtigen Platz hat die Ausfürliche Vorstellung der TIL* GTO Thyristoren entwickelt bei den Verfasser dieses Buches. Der streifenförmige Gate-Kathoden TIL Konzept mit seine Einzigartige Karaktere erreichte in den letzten Jahren die wichtigste technologische Lösung für Kost-Effektive Verbesserung der GTO. Das Kapitel endet mit eine Vorstellung des GTO-Stand der Technik und Entwicklungsmöglichkeiten in dieses Gebiet. Es ist vorgesehen dass in den kommenden Jahren die grosste Bemühung in Forschung und Entwicklung in MOS GTO Strukturen stattfinden wird. Dieses Thema wird in den nächsten Kapitel ausführlich besprochen.

Das fünfte Kapitel „THYRISTOREN MIT ABSCHALTBAREN MÖGLICHKEITEN") befasst sich mit Thyristoren in welchen die Abschaltung beim Steueranschluss („Gate") Kontrolliert ist. Die Funktion und der Aufbau der Ausschaltsunterstützende Thyristoren (GATT)**, Feldgesteuerte Thyristoren (SIT/FCT)*** und Kombinierte Bipolare — MOS (BiMOS) Bauelemente sind ausführlich beschrieben. Alle Halbleiterschaltungen basiert auf funktionalische Integration Thyristor-ähnlich (p-n-p-n) Strukturen mit Hochenwiederständlich MOS-Gate sind vorgestellt. Abschliessend werden alle aktive Leistungsbauelemente miteinander verglichen (bezüglich Spannungs — und Stromsfestigkeit gegen Ansteuerleistung). Die Entwicklungsmöglichkeiten der Abschaltbare Bauelemente sind auch besprochen.

Das sechste Kapitel („STEUERIMPULSGENERATORS UND ANWENDUNGEN VON GTO-THYRISTOREN") erklärt die Realisierungstechnik des Steuerimpulsgenerators für GTO-Thyristoren. Die gegenseitige Einflüsse der Steuerbedingungen auf das GTO-Schaltverhalten in allgemeine Anwendungen ist vorgestellt. Grundlegende Anforderungen an die steuersgenerators mit galvanischer Köpplung zum GTO wie auch die Isolierungstechnik sind besprochen. Praktischer Einsatz der Ansteuer-Beschaltungs-und Schutztechnik sind vorgestellt. Die dargestellte GTO-Anwendungen erfassen: Gleichstromstellers, Wechselrichters, AC-Motorsteuerungen, Unterbrechungsfreie Stromversorgung (USV) und Fernsehe. Anschliessend werden die typische Problemen bezüglich die Anwendung des GTO-Thyristoren besprochen: Schutztechnik (RCD-Kreis oder sogennante „snubber"), der sichere Arbeitsbereich (SOA), Leistung — und Frequenz — Grenzung, Serie- und Parallelgeschaltung.

Jeder Kapitel hat sein eigene Literaturverzeichniss, die bis heutzutage die wichtigsten Publikationen in diesen Gebiete erhält. Dieserweile, ist den Leser die weitere Informierung über die bestimmten Themen, die in diesem Buch vorhanden sind, erleichtert.

---

* Two Interdigitation Levels.
** Gate-assisted turn-off thyristors.
*** Static induction (field-controlled) thyristors.

INDEX

Activarea sarcinii reziduale 125
Aluminiu 148
Ambalare termică 72
Amorsare
  condiția de amorsare 31
  prin breakover 90
  prin efectul dV/dt 92
  pe poartă 98, 281
Amplificator de poartă integrat 107
Amplificator de poartă în dublu inel 164
Aria de funcționare în siguranță (SOAR) 342
Aria inițială în conducție 100
Aria finală în conducție 40,130
Arseniu 150
Aur 169

Balansarea curentului 232
Banda interzisă 54
Blocare în direct 86
Blocare în invers 81
Blocare pe poartă 34, 124
Bor 146

Capacitate calorică 105
Capabilitate în di/dt 103
Capabilitate în dV/dt static 92
Capabilitate în dV/dt dinamic 127
Caracteristica statică a tiristorului 21
Chopper 18, 330
  cu multiplicare de tensiune 332
  de curent alternativ 334
Circuite de comandă 304
  cu cuplaj direct 305, 307
  cu izolare galvanică 307, 320
Circuit auxiliar de stingere 326
Cîmp electric la suprafață 189
Coeficient de difuzie 50
Cîștigul în curent la blocare 43, 132
Conducție în direct 17, 22
Concentrație intrinsecă 51
Concentrație intrinsecă efectivă 56
Contact
  ohmic 206
  presat 207
  Schottky 206
  sudat 208
Contactor static 329
Contur corodat 202
Curent
  anodic maxim-controlabil de poartă 42
  de acroșaj 24
  de difuzie 87
  de generare-recombinare 87
  de menținere 22
  minim de amorsare pe poartă 23
  rezidual în direct 21
  rezidual în invers 22
  de suprasarcină 116

Darlington BiMOS 312
Decuparea joncțiunilor 187
Distrugere electrotermică 122
Degenerarea semiconductorului 54
Difuzie 144
  de tip *n* 149
  de tip *p* 147
  în tub deschis 148
  în tub închis 148
Diodă
  pin 114
  cu pătrundere 183
  de protecție la breakover (BOD) 92
  redresoare 21
  Shockley 20
dV/dt reaplicat (dinamic) 125

Efectul
  de dopaj puternic 54
  di/dt 103
  de pătrundere 83
  de tranzistor cu baza în gol 85
  dV/dt 93
Eficiența de injecție 141
Electrod echipotențial de cîmp 200
Energia disipată în comutație 343
Epitaxie 156
Eșuarea blocării pe poartă 127
Extinderea terminației joncțiunii 203

Factor
  de cîștig în curent la semnal mic 91
  de cîștig la amorsare 33
  de cîștig la blocare 43
  de șuntare 159
Fiabilitate electrotermică 128
Filamentarea curentului 122
Fotogravura 150

Galiu 148
Getterizare 167

Impurități acceptoare 45
Impurități donoare 46
Inel de cîmp 196
Integrarea funcțională bipolar-MOS 273
Interdigitare poartă-catod 111
Invertor 333
Ionizare incompletă 54
Iradiere cu electroni 172

Joncțiune
  cilindrică 155
  mesa 155
  plană 155
  planară 155
  plan-paralelă 155
  sferică 155

Litografie 153
Lungime ambipolară de difuzie 115

Metalizare 156
Mişcare
prin drift 47
prin difuzie 50
Minitiristor 232
Mobilitate 47
Modulator 330
Multiplicator de tensiune 332

Neomogenitate de arie 47
Nivel
energetic al trapelor 59
Fermi 60
de injecţie normalizat 60
înalt de injecţie 113

Oxidare
umedă 151
uscată 150

Pasivare 205
Pierderi
în comutaţie 343
ohmice 120
recombinaţionale 120
Poartă
cu amorsare iniţiată de cîmp 109
cu joncţiune 110
Produsul (p·n) 56
Protecţie
la breakover 92
la di/dt 106
la dV/dt 96

Rata
critică de creştere a tensiunii de blocare aplicate 44
de creştere a curentului invers pe poartă 44
netă a recombinării 59
Recombinare
indirectă (HSR) 58
bandă-bandă 61
Auger 61
Răspîndirea conducţiei 101
Redistribuirea impurităţilor 156
Relaţia lui Einstein 50
Reţea de şunturi 159
Rezist 153
Rezistivitate 51
intrinsecă 51
extrinsecă 52
Rezistenţă
laterală 65
modulată 66
nemodulată 66
pe pătrat 65
şunturilor de emitor 67

Sarcina stocată 43
Siliciu FZ şi CZ 143
SIPOS 205
Snubber 97, 341
Structură *pnpn* 20
neregenerativă 214
cvasi-neregenerativă 225
Substrat de siliciu 143
Suprasarcină 116
Suprafaţă laterală 187
conturată mecanic 188
conturată dublu-pozitiv 192
corodată chimic 202
Sursă de comutaţie 336
Sursă de dopare 146

Şunt de emitor 66

Tensiune
de străpungere în direct 22
minimă de amorsare pe poartă 23
inversă maximă de poartă 44
Temperatura
de filamentare 123
intrinsecă 53
virtuală a joncţiunii 71
Terminaţie laterală a joncţiunii 187
Timp
de amorsare 37
de blocare (pe poartă) 38
de cădere 38
de creştere 37
de întîrziere 36
de răspîndire 37
de restabilire (revenire) 38
de tranzit 87, 94, 99
de viaţă 57
de viaţă Auger 63
de viaţă HSR 59
la nivel mic de injecţie 60
la nivel mare de injecţie 61
în zona de sarcină spaţială 61
Tiristor 20
asimetric 217
cu blocare pe poartă (GTO) 17
cu blocare asistată de poartă (GATT) 254
cu conducţie în invers (RCT) 220
cu două nivele de interdigitare (TIL) 222
cu emitor ondulat 249
MOS GTO 291
cu inducţie statică (controlat de cîmp) 261
p^- GTO 249
cu poartă îngropată 222, 270
cu poartă MOS 280
TIL GTO 222
cu şunturi MOS 294
Transmutare neutronică 144
Tranzistor
bipolar *npn* 18
D-MOS 274
V-MOS 274
cu poartă izolată (*IGT* sau *COMFET*) 282

Unghi de conturare 188
efectiv 191
negativ 188
pozitiv 189

Viteza de constricţie a curentului 232
Viteza de răspîndire a conducţiei 102

Lei 41

ISBN 973-31-0212-1

EDITURA TEHNICĂ